MİKRODALGA FREKANSLARINDA KULLANILACAK YÜZEY TÜMLEŞİK DALGA KILAVUZU FİLTRELERİNİN TASARIMI, GERÇEKLEMESİ VE OPTİMİZASYONU

Kemal GÜVENLİ

T.C.
BURSA ULUDAĞ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MİKRODALGA FREKANSLARINDA KULLANILACAK YÜZEY TÜMLEŞİK DALGA KILAVUZU FİLTRELERİNİN TASARIMI, GERÇEKLEMESİ VE OPTİMİZASYONU

Kemal GÜVENLİ
0000-0002-6676-3284

Dr. Öğr. Üyesi Sibel YENİKAYA
(Danışman)

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

BURSA – 2022
Her Hakkı Saklıdır

ÖZET

Doktora Tezi

MİKRODALGA FREKANSLARINDA KULLANILACAK YÜZEY TÜMLEŞİK DALGA KILAVUZU FİLTRELERİNİN TASARIMI, GERÇEKLEMESİ VE OPTİMİZASYONU

Kemal GÜVENLİ

Bursa Uludağ Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Sibel YENİKAYA

Bu çalışmada; uydu haberleşme, radar ve yeni nesil 5G teknolojilerinde kullanılabilecek Mikroşerit-SIW (Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu) filtrelerin analizi yapılmış, simülasyonu gerçekleştirilmiş ve laboratuvarda üretilmiştir. Bant geçiren veya bant durduran filtre elde etmek için yüksek geçiren SIW filtre yapısı ile alçak geçiren mikroşerit filtre yapısı bir araya getirilmiştir. Filtre yapıları kaskat veya paralel bağlantıyla birbirine entegre edilmiştir. Hibrit filtrenin bant genişliğinin büyüklüğü, alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrelerin kesim frekansları ile rahatlıkla belirlenebilmektedir. Bu hibrit metot, tasarım ve üretim aşamasında esneklik sunmaktadır.

Geleneksel ve karmaşık filtre tasarımlarından farklı olarak ortaya konan şeffaf ve esnek tasarım metodu, filtrenin daha anlaşılabilir ve ileriye dönük geliştirilebilir olmasını sağlamıştır. Bu kapsamda simetrik pencereli SIW filtresi; X-Ku bant geçiren tümleşik dalga kılavuzu filtresi; Mikroşerit-SIW modüler geniş bant bant durduran filtre; kaskat bağlantılı hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtre ve paralel bağlı hibrit Mikroşerit-SIW bant durduran filtre tasarımları ortaya konulmuş, simülasyonları gerçekleştirilmiş ve gerçeklenmiştir. Elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiş ve yorumlanmıştır.

Kaskat bağlantılı hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin kalite faktörünün iyileştirilmesi için 5 farklı optimizasyon metodu kullanılmıştır. Mikroşerit-SIW bant geçiren filtreye yapılan optimizasyon çalışmasının sonucunda filtrenin kalite faktörü değeri 2,75'den 8,85'e çıkarılmıştır.

Anahtar Kelimeler: SIW, mikroşerit, bant geçiren/durduran filtre, kaskat/paralel bağlantı, optimizasyon, hibrit tasarım

2022, xv + 124 sayfa.

ABSTRACT

PhD Thesis

DESIGN, IMPLEMENTATION AND OPTIMIZATION OF SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE FILTERS TO BE USED IN MICROWAVE FREQUENCIES

Kemal GÜVENLİ

Bursa Uludağ University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical-Electronics Engineering

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Sibel YENİKAYA

In this study; Microstrip-SIW (Subsrate Integrated Waveguide) filters that can be used in satellite communication, radar and next generation 5G technologies have been analyzed, simulated and produced in the laboratory. A high pass SIW filter structure and a low pass microstrip filter structure are combined to obtain a band pass or band stop filter. Filter structures are integrated with each other by cascade or parallel connection. The bandwidth of the hybrid filter can be easily determined by the cut-off frequencies of the low pass and high pass filters. This hybrid method offers flexibility in design and manufacturing.

The transparent and flexible design method, which is different from traditional and complex filter designs, has made the filter more understandable and forward-looking. In this context, the symmetric windowed SIW filter; X-Ku band pass substrate integrated waveguide filter; Microstrip-SIW modular broadband band stop filter; Cascade-connected hybrid Microstrip-SIW band pass filter and parallel connected hybrid Microstrip-SIW band stop filter designs are presented, simulated and implemented. Obtained results were evaluated and interpreted comparatively.

Five different optimization methods were used to improve the quality factor of the cascade-connected hybrid Microstrip-SIW band pass filter. As a result of the optimization study on the microstrip-SIW band pass filter, the quality factor value of the filter was increased from 2.75 to 8.85.

Key words: SIW, microstrip, band pass/band stop filter, cascade/parallel connection, optimization, hybrid design

2022, xv + 124 pages.

TEŞEKKÜR

Doktora tez çalışmalarım boyunca her türlü akademik desteği veren ve yol gösteren, o nedenle üzerimde büyük emeği olan değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Sibel YENİKAYA'ya teşekkürlerimi sunarım.

Tez İzleme Komitesi'nde bulunan, çalışmalarımın olgunlaşmasında büyük katkıları olan değerli hocalarım Prof. Dr. Güneş YILMAZ ve Prof. Dr. Mustafa SEÇMEN'e katkılarından dolayı teşekkürlerimi sunarım.

Hayatımın her aşamasında desteklerini esirgemeyen, varlıklarını her an yanımda hissettiğim aileme teşekkür ederim.

Doktora tez çalışmalarım boyunca her zaman desteğini yanımda hissettiğim eşim Firdevs GÜVENLİ'ye teşekkür ederim.

Kemal GÜVENLİ
…/…/2022

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET....vi
ABSTRACT....vii
TEŞEKKÜR....viii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ....xi
ŞEKİLLER DİZİNİ....xiii
ÇİZELGELER DİZİNİ....xv
1. GİRİŞ…….....1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI....3
3. MATERYAL ve YÖNTEM....14
3.1. Dikdörtgen Dalga Kılavuzu....14
3.2. Mikroşerit Hatlar....19
3.3. Mikrodalga Devre Analizi....21
3.3.1. Saçılma Parametreleri (S-parametreleri)....22
3.4. Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (SIW)....24
3.4.1. Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (SIW) Tarihsel Gelişimi....24
3.4.2. Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (SIW) Teknolojisi....25
3.5. Filtreleme Temelleri....32
3.5.1. Frekans Yanıt Karakteristiğine Göre Filtre Çeşitleri....32
3.5.1.1. Alçak Geçiren Filtre....32
3.5.1.2. Yüksek Geçiren Filtre....32
3.5.1.3. Bant Geçiren Filtre....33
3.5.1.4. Bant Durduran Filtre....34
3.5.2. Transfer Fonksiyonuna Göre Filtre....35
3.5.2.1. Butterworth Filtre....35
3.5.2.2. Chebyshev Filtre....36
3.5.2.3. Eliptik Filtre....37
3.5.3. Araya Girme Kaybı Yöntemini Kullanarak Filtre Tasarımı....39
3.5.4. Kuroda Tanımlamaları....49
3.5.5. Richards Dönüşümleri....50
3.5.6. Mikroşerit Filtre Tasarımı....51
3.5.7. Filtre Optimizasyon Teknikleri ve Uygulamaları....54
3.5.7.1. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO)....54
3.5.7.2. Genetik Algoritma....54
3.5.7.3. Nelder-Mead Algoritması....55
3.5.7.4. Kovaryans Matris Uyarlama Evrimsel Stratejisi (KMU-ES)....55
3.5.7.5. Klasik-Powell Algoritması....56
4. BULGULAR ve TARTIŞMA....57
4.1. Simetrik Pencereli Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı....57
4.2. X- Ku Bandı Bölgesinde Bant Geçiren Tümleşik Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı ve Gerçeklemesi....61
4.3. Mikroşerit-SIW Modüler Geniş Bant Bant Durduran Filtre Tasarımı ve Üretimi....65
4.3.1. Hibrit Filtre Tasarım Aşaması-I: Yüksek Geçiren SIW Filtre ve Mikroşerit Alçak Geçiren Filtre Yapılarının Modellenmesi....66
4.3.2. Hibrit Filtre Tasarım Aşaması-II: Filtre Yapılarının Bir Araya Getirilerek Hibrit M-SIW Bant Durduran Filtrenin Modellenmesi ve Üretilmesi....66

4.4. X-Bant'da Kaskat Bağlantılı Hibrit Mikroşerit-SIW Bant Geçiren Filtrenin Analizi, Tasarımı ve Üretimi 70
4.4.1. Tasarım Aşaması-I: Yüksek Geçiren İki Portlu SIW Filtre Tasarımı 71
4.4.2. Tasarım Aşaması-II: Alçak Geçiren İki Portlu SIW Filtre Tasarımı 73
4.4.3. Tasarım Aşaması-III: Hibrit Bant Geçiren İki Portlu Mikroşerit-SIW Filtre Tasarımı 75
4.4.4. Tasarım Aşaması-IV: İki Portlu Mikroşerit-SIW Filtrenin Gerçeklenmesi ve Ölçüm 77
4.5. Paralel Bağlantılı Hibrit Mikroşerit-SIW (PBHM-SIW) Bant Durduran Filtrenin Analizi, Tasarımı ve Üretimi 80
4.5.1. Paralel Bağlı Filtre Tasarım Aşaması-I: Yüksek Geçiren İki Portlu SIW Filtrenin Tasarımı 81
4.5.2. Paralel Bağlı Filtre Tasarım Aşaması-II: Alçak Geçiren İki Portlu Mikroşerit Filtrenin Tasarımı 83
4.5.3. Paralel Bağlı Filtre Tasarım Aşaması-III: Bant Durduran İki Portlu PBHM-SIW Filtrenin Tasarımı 86
4.5.4. Paralel Bağlı Filtre Tasarım Aşaması-IV: Bant Durduran İki Portlu PBHM-SIW Filtrenin Üretimi ve Ölçülmesi 89
4.6. Hibrit M-SIW Bant Geçiren Filtrenin Optimizasyonu 92
4.6.1. Hibrit M-SIW Bant Geçiren Filtrenin Optimizasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi 94
5. SONUÇ…. 100
KAYNAKLAR 105
EKLER…… 121
EK 1 Filtre Eşdeğer Devre Eleman Değerleri için MATLAB Kodları 122
ÖZGEÇMİŞ 124

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler	**Açıklama**
λ	Dalga boyu
ε	Elektriksel geçirgenlik
ε_0	Boş uzayın elektriksel geçirgenliği
ε_r	Bağıl elektriksel geçirgenlik
μ	Manyetik geçirgenlik
μ_0	Boş uzayın manyetik geçirgenliği
μ_r	Bağıl manyetik geçirgenlik
η_0	Boş uzayın empedansı
ω	Açısal frekans
ω_0	Açısal merkez frekansı
ω_1	Açısal alt kesim frekansı
ω_2	Açısal üst kesim frekansı
w	Mikroşerit hattın genişliği
α	Zayıflama sabiti
φ	Faz
β	Faz sabiti
γ	Yayılma sabiti
σ	Öz iletkenlik
$tan\ \delta$	Dielektrik kayıp
c	Işık hızı
$\overline{E}$	Elektrik alan şiddeti
f_c	Kesim frekansı
f_0	Merkez frekansı
f_L	Alt kesim frekansı
f_H	Üst kesim frekansı
$\overline{H}$	Manyetik alan şiddeti
k	Dalga sayısı
n	Filtre derecesi
R_{dB}	Filtrenin iletim bandının desibel olarak dalgalanma değeri
R_S	Yüzey direnci
Z_0	Karakteristik empedans

Kısaltmalar	**Açıklama**
ADS	Advanced Design System
BW	Bandwidth
CNC	Computer Numerical Control
CSR	Complementary Split Ring Resonators
CST	Computer Simulation Teghnology
dB	Decibel
DGS	Defected Ground Structure
DWDM	Dense Wavelenght Divison Multiplexing
EBG	Electromagnetic Band-Gap

F	Farad
FBW	Fractional Bandwidth
FEM	Finite Element Method
GHz	Giga Hertz
H	Henry
HFSS	High Frequency Structural Simulator
HTCC	High-Temperature Co-fired Ceramic
Hz	Hertz
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IL	Insertion Loss
LTCC	Low-Temperature Co-fired Ceramic
MEMs	Microeletromechanical systems
mm	Milimeter
Np	Neper
PCB	Printed Circuit Board
PBHM-SIW	Paralel Bağlı Hibrit Mikroşerit-SIW
PLR	Power Loss Ratio
Q	Quality Factor
RL	Return Loss
SIW	Substrate Integrated Waveguide
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electromagnetic
TM	Transverse Magnetic
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 3.1.	Dikdörtgen dalga kılavuzunun üçboyutlu geometrisi……	14
Şekil 3.2.	Mikroşerit hattın üçboyutlu geometrisi…….	19
Şekil 3.3.	İki kapılı devre ve değişkenleri ……...……..	22
Şekil 3.4.	Yüzey Tümleşik dalga kılavuzu: (a) Tarihteki ilk örneklerinden birisi (b) Mikroşerit hat ve dikdörtgen dalga kılavuz ile karşılaştırması……. ……..	25
Şekil 3.5.	SIW iletken pin:(a) Dikey kesit (b) Üstten görünüm (c) Eşdeğer devre……..	27
Şekil 3.6.	İki portlu SIW filtre ve parametreleri (Üstten Görünüm)……..	28
Şekil 3.7.	SIW çalışma bölgesi……..	30
Şekil 3.8.	Alçak geçiren filtre: (a) Frekans tepkisi (b) 2. Dereceden Chebyshev eşdeğer devresi……	32
Şekil 3.9.	Yüksek geçiren filtre: (a) Frekans tepkisi (b) 2. Dereceden Chebyshev eşdeğer devresi……	33
Şekil 3.10.	Bant geçiren filtre: (a) Frekans tepkisi (b) 2. Dereceden Chebyshev eşdeğer devresi……...	33
Şekil 3.11.	Bant durduran filtre: (a) Frekans tepkisi (b) 2. Dereceden Chebyshev eşdeğer devresi……	34
Şekil 3.12.	Butterworth 5. dereceden en düz alçak geçiren filtre: a) Frekans tepkisi b) Araya Girme Kaybı……	36
Şekil 3.13.	5. dereceden Chebyshev alçak geçiren filtre: a) Frekans tepkisi b) Araya Girme Kaybı……	37
Şekil 3.14.	5. dereceden Eliptik alçak geçiren filtre: a) Frekans tepkisi b) Araya Girme Kaybı……	38
Şekil 3.15.	Eşit dalgalı ve maksimum düz dalgalı 3. mertebeden alçak geçiren filtre yanıtlarının karşılaştırılması…….	40
Şekil 3.16.	5. mertebeden alçak geçiren filtre: (a) Filtre prototip devresi b) Paralel elemanla başlayan merdiven devresi…….	41
Şekil 3.17.	Eşit dalgalı filtre devrelerinde 3 dB dalgalanma faktörü seviyesinde normalize frekansa karşılık düzen zayıflama değerleri..	44
Şekil 3.18.	İki portlu mikroşerit filtre ve parametreleri (Üstten Görünüm)…….	52
Şekil 4.1.	Tasarlanan SIW filtre geometrisi ve parametreler (Üstten görünüm)…	58
Şekil 4.2.	Bir simetrik pencereli SIW filtre: (a) Elektrik alan dağılımı (b) S_{11} ve S_{21} değerleri……	59
Şekil 4.3.	İki simetrik pencereli SIW filtre: (a) Elektrik alan dağılımı (b) S_{11} ve S_{21} değerleri…….	59
Şekil 4.4.	Üç simetrik pencereli SIW filtre: (a) Elektrik alan dağılımı (b) S_{11} ve S_{21} değerleri…….	60
Şekil 4.5.	İki portlu SIW filtre geometrisi: (a) Cepheden görünüm (b) Üstten görünüm…….	61
Şekil 4.6.	SIW filtrenin elektrik alan vektörleri…….	62
Şekil 4.7.	Tasarlanan iki portlu SIW filtre: (a) CST model (b) Üretim (c) Ölçüm	63
Şekil 4.8.	İki portlu SIW filtrenin simülasyon ve ölçüm sonucu……...	64
Şekil 4.9.	Geniş bant M-SIW bant durduran filtre tasarım yapıları……...	65
Şekil 4.10.	Geniş bant M-SIW bant durduran filtreyi oluşturan yapılar: (a)	

	Yüksek geçiren SIW filtre (Üstten görünüm) (b) Alçak geçiren mikroşerit filtre (Üstten görünüm)…….	66
Şekil 4.11.	Geniş bant M-SIW bant durduran hibrit filtre: (a) CST modeli (Üstten görünüm) (b) Parametreler ve filtre geometrisi (Üstten görünüm)……	67
Şekil 4.12.	Üretilen geniş bant M-SIW bant durduran hibrit filtre: (a) Üstten Görünüm (b) Altan Görünüm (c) Ölçüm…….....	68
Şekil 4.13.	Geniş bant M-SIW bant durduran hibrit filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması……..	69
Şekil 4.14.	SIW yüksek geçiren filtre geometrisi (Üstten görünüm)……...	71
Şekil 4.15.	SIW yüksek geçiren filtrenin CST simülasyon sonuçları.....	72
Şekil 4.16.	Alçak geçiren mikroşerit filtrenin geometrisi (Üstten Görünüm)….	73
Şekil 4.17.	Mikroşerit alçak geçiren filtrenin: (a) Chebyshev eşdeğer elektriksel devresi (b) Analitik ve simülasyon sonuçları……...	74
Şekil 4.18.	Mikroşerit-SIW bant geçiren filtre geometrisi ve parametreler (Üstten görünüm)…….....	75
Şekil 4.19.	Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin: (a) Chebyshev eşdeğer elektriksel devresi (b) Analitik ve simülasyon sonuçları……...	76
Şekil 4.20.	Üretilen geniş bant M-SIW bant geçiren hibrit filtre: (a) Üstten Görünüm (b) Altan Görünüm (c) Ölçüm (d) Filtrenin üretildiği CNC makine……..	77
Şekil 4.21.	Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçları…….	78
Şekil 4.22.	Paralel bağlantılı bant durduran filtre mimarisi: (a) Hibrit filtre tasarım modeli (b) Filtre geometrisi……..	80
Şekil 4.23.	SIW yüksek geçiren filtre: (a) Filtre geometrisi (Üstten görünüm) (b) Elektriksel eşdeğer devre (c) Analiz ve simülasyon sonuçları…	82
Şekil 4.24.	Mikroşerit alçak geçiren filtre geometrisi……..	84
Şekil 4.25.	Mikroşerit alçak geçiren filtre: (a) Eşdeğer elektriksel devre (b) Analiz ve simülasyon sonuçları…….	85
Şekil 4.26.	PBHM-SIW bant durduran filtre:(a) 3D Geometri (b) Parametreler.	86
Şekil 4.27.	PBHM-SIW bant durduran filtre: (a) Eşdeğer devre (b) Teorik ve simülasyon sonuçları (S_{11}) (c) Teorik ve simülasyon sonuçları(S_{21}).	88
Şekil 4.28.	Üretilen PBHM-SIW bant durduran filtre: (a) Üstten görünüm (b) Alttan görünüm (c) Ölçüm…….	89
Şekil 4.29.	PBHM-SIW bant durduran filtrenin ölçüm ve simülasyon sonuçları: (a) S_{11} (b) S_{21}…….……	90
Şekil 4.30.	Optimizasyonu yapılan filtre geometrisi……...	93
Şekil 4.31.	Farklı optimizasyon metotları için filtrenin S_{11} ve S_{21} sonuçları…..	94
Şekil 4.32.	M-SIW Bant Geçiren Filtre (w_4= 6,165 mm): (a) 7 GHz - 9 GHz frekans aralığındaki S_{11} ve S_{21} sonuçları (b) 6 GHz - 12 GHz frekans aralığı S_{11} ve S_{21} sonuçları……	95
Şekil 4.33.	Hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin eşdeğer devresi……	96
Şekil 4.34.	Hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin CST simülasyon ve analitik S_{11} ile S_{21} sonuçlarının karşılaştırılması……	97

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 3.1.	İletim hattı teknolojilerinden mikroşerit hat, SIW ve dalga kılavuzunun kalite faktörünün karşılaştırılması……	26
Çizelge 3.2.	3,0 dB dalgalanma değerine göre eşit dalgacıklı alçak geçiren filtre için devre eleman değerleri (g_0 = 1, ω_c =1, N = 1, …, 10,)…….	43
Çizelge 3.3	Filtre devrelerinin birbirlerine olan dönüşümleri……..	48
Çizelge 3.4	3,75 GHz kesim frekanslı (f_c); 3,0 dB dalgalanma faktörlü; 5. mertebeden; R_0= 50 Ω ve R_L= 50 Ω olan alçak geçiren filtrenin ölçeklendirilmiş devre eleman değerleri……	49
Çizelge 3.5	Kuroda Tanımlamaları (n^2=1+Z_2/Z_1)……	50
Çizelge 4.1	Metal oyuklu simetrik pencereli SIW bant geçiren filtrenin parametreleri ve değerleri……..	58
Çizelge 4.2	Metal oyuklu simetrik pencereli SIW bant geçiren filtrelerin simülasyon sonuçları…….	60
Çizelge 4.3	X-Ku bant bölgesinde bant geçiren SIW filtrenin parametreleri ve değerleri…….	62
Çizelge 4.4	X-Ku bant bölgesinde bant geçiren SIW filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçları……..	64
Çizelge 4.5	İki portlu hibrit bant durduran filtrenin parametreleri ve değerleri...	67
Çizelge 4.6	M-SIW bant durduran geniş bant filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçları…….	69
Çizelge 4.7	SIW yüksek geçiren filtrenin parametreleri……...	72
Çizelge 4.8	Mikroşerit alçak geçiren filtrenin parametreleri ve uzunluk değerleri…….	73
Çizelge 4.9	Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin parametreleri……..	75
Çizelge 4.10	Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin analitik, simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması…….	78
Çizelge 4.11	Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin literatürdeki bazı çalışmalarla karşılaştırılması…….	79
Çizelge 4.12	SIW yüksek geçiren filtrenin parametrik değerleri……...	83
Çizelge 4.13	Mikroşerit alçak geçiren filtrenin parametrik değerleri…….	84
Çizelge 4.14	PBHM-SIW bant durduran filtrenin parametreleri ve uzunluk değerleri…….	87
Çizelge 4.15	PBHM-SIW bant durduran filtrenin analitik, simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması…….	91
Çizelge 4.16	Literatürdeki bazı SIW bant durduran filtrelerin sonuçlarının karşılaştırılması……..	91
Çizelge 4.17	Optimize Edilmiş M-SIW Filtrenin Parametre ve Uzunluk Değerleri……	94
Çizelge 4.18	Optimize edilen hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin analiz ve simülasyon sonuçları…….	97
Çizelge 4.19	Farklı SIW bant geçiren filtre sonuçlarının karşılaştırılması…….	98

1. GİRİŞ

Mikrodalga teknolojileri günümüzde oldukça yaygın bir kullanım alanına sahiptir. Gündelik ihtiyaçlarımızı karşılayan uygulamaların yüklü olduğu akıllı cep telefonları; bireysel yayınların hayatımıza girmesiyle oluşan veri trafiği nedeniyle yüksek haberleşme hızı sunan WiMAX ve Wi-fi kablosuz ağlar; artan nüfus hareketliliği nedeniyle hücresel konum bulma teknolojileri başta olmak üzere tüm uydu teknolojileri; otomotiv sektöründe araçların otonom sürüş kontrolü için cisim algılayan otomotiv radar sensör teknolojileri; makine-makine haberleşmesinin doruk noktası olan toplu hareket edebilen robot teknolojisi; savunma sanayinde ülke sınır güvenliği için radar teknolojileri ile insansız hava, kara ve deniz aracı haberleşme teknolojileri bunlara örnek olarak verilebilir.

Dikdörtgen dalga kılavuzlarının düzlemsel formdaki karşılığı Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (SIW) olan yapılardır. SIW, düzlemsel iletim hatları ile dalga kılavuzu iletim hatları arasındaki boşluğu gidermek için geliştirilen modern iletim hattıdır. Mikrodalga uygulamalarında dikdörtgen dalga kılavuzlarının boyutlarının küçültülmesi konusunda problemler ile karşılaşılmaktadır. Günümüzde diğer mikrodalga devre yapılarına entegrasyon kolaylığı, düşük maliyet, minyatürleşme ve düşük radyasyon kayıpları sebebiyle SIW yapılar tercih edilmektedir.

SIW dalga kılavuzları, dielektrik substrat materyal üzerine iki sıra halinde yerleştirilen iletken metal çubuklarla düzlemsel olarak tasarlanabilmektedir. Düzlemsel devreler ile entegrasyon sorununun olmaması nedeniyle SIW yapılar filtre tasarımlarında kullanılmaktadır. SIW yapılarına entegre edilebilen mikroşerit hatlar sayesinde hibrit filtre tasarımları yapılabilmektedir.

Bu tez çalışmasının ikinci bölümde, literatürdeki SIW ve mikroşerit filtre yapılarını içeren ve farklı tasarım teknolojilerinin kullanıldığı örnek çalışmalara yer verilmiştir.

Üçüncü bölümde, filtre tasarımında kullanılan araya girme kaybı metodu açıklanmıştır. Araya girme kaybı metodu, istenilen sistematik tepkiyi oluşturmak için iletim ve durdurma bantlarında genlik ve faz özellikleri üzerinde yüksek bir denetim sağlar.

Dördüncü bölümünde, tasarlanan simetrik pencereli yüzey tümleşik dalga kılavuzu filtresi; X-Bant ve Ku-Bant'ta çalışan bant geçiren tümleşik dalga kılavuzu filtresi; Mikroşerit-SIW modüler geniş bant bant durduran filtre; X-Bant'ta hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtre ve paralel bağlantılı hibrit Mikroşerit-SIW bant durduran filtreler sunulmuştur. Filtrelerin devre kartları CNC makine kullanılarak RF laboratuvarında üretilmiş ve ölçülmüştür. Ayrıca X-Bant'ta çalışan hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin frekans yanıtı verimliliğini artırmak için optimizasyon yapılmıştır. Bu optimizasyonda Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Genetik Algoritma, Klasik-Powell Algoritması, Nelder-Mead (NM) Algoritması ve Kovaryans Matris Uyarlama Evrimsel Stratejisi (CMA-ES) algoritmaları kullanılmıştır. Parçacık Sürü Optimizasyon metodunun en iyi sonucu verdiği tespit edilmiştir.

Bu çalışmada; uydu haberleşme, radar ve yeni nesil 5G teknolojilerinde kullanılabilecek Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (Substrate Integrated Waveguide) (SIW) filtre tasarımları sunulmuştur. Mikroşerit yapılar, hibrit tasarım metoduyla düzlemsel SIW yapılarıyla bir araya getirilmiştir. Mikroşerit-SIW bant geçiren/ bant durduran filtrelerin analizi yapılmış, simülasyonu gerçekleştirilmiş ve filtreler laboratuvar ortamında üretilmiştir. Yüksek geçiren SIW filtre yapısı ile alçak geçiren mikroşerit filtre yapısı; hibrit mikroşerit-SIW bant geçiren / bant durduran filtreyi elde etmek için kaskat/ paralel bağlantılı olarak bir araya getirilmiştir.

Geleneksel ve karmaşık filtre tasarımlarından farklı olarak ortaya konan şeffaf ve esnek tasarım metodu; filtrenin daha anlaşılabilir ve ileriye dönük geliştirilebilir olmasını sağlamıştır. Bu kapsamda simetrik pencereli yüzey tümleşik dalga kılavuzu filtresi, X-Bant ve Ku-Bant'ta bant geçiren tümleşik dalga kılavuzu filtresi, mikroşerit-SIW modüler geniş bant bant durduran filtre, kaskat bağlantılı hibrit mikroşerit-SIW bant geçiren filtre, paralel bağlı hibrit mikroşerit-SIW bant durduran filtre tasarımları ortaya konulmuş, simülasyonları gerçekleştirilmiş ve üretilmiştir.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

SIW filtre tasarımları; 2001 yılında ortaya konan ilk örneği ile kendine radar teknolojileri, uydu haberleşme teknolojileri, otomotiv teknolojileri ve iletişim teknolojileri gibi sektörlerde geniş uygulama alanları bulmuştur. Özellikle 6G teknolojisinin konuşulduğu günümüz dünyasında artan veri trafiği ve veri hızı için telekomünikasyon alanında geniş bant transmisyon cihazlarına olan ihtiyacı artırmıştır. Filtreler, üretilen transmisyon cihazların önemli yapısal parçalarıdır. Özellikle iletişim sektöründe 90'larda tamamlanan şehirlerarası fiber optik ağlarda artan veri trafiğini karşılamada ilave omurga ve bölgesel transmisyon şebekesi yatırımlarına gereksinim duyulmuş, hesaplanan yatırımları mevcut fiber optik ağları kullanılarak geniş bant transmisyon cihazları (SDH, DWDM vb.) yatırımına döndürmenin daha ekonomik olacağı öngörülmüştür. Aynı fiber optik devresinden farklı dalga boylarını aynı anda iletmenin düşük maliyeti nedeniyle dünyada geniş bant cihaz teknolojileri ilerlemiştir. Geniş bant cihazlarının en önemli yapılarından birisini filtreler oluşturmaktadır (Anonim 2021a).

Deslandes ve ark. (2001) literatürdeki ilk düzlemsel SIW filtre örneğini vermişlerdir. Genellikle mikroşerit hattan dikdörtgen dalga kılavuzuna geçişler, üç boyutlu karmaşık montaj yapıları ile yapılmaktaydı. Çalışmalarında, mikroşerit hat ve dikdörtgen dalga kılavuzunun aynı alt tabaka üzerine tamamen entegre olabildiği ve basit bir koniklik ile birbirine bağlandığı yeni bir düzlemsel platform geliştirmişlerdir. 28 GHz frekansında yaptıkları deneylerde, iletim bandında 0,3 dB'den daha iyi araya girme kaybı ve 20 dB daha fazla (%12) geri dönüş kaybı elde etmişlerdir. Ortaya konan yeni prototip, dalga kılavuzu bileşenlerinin düzlemsel malzemeyle tam entegrasyonuna izin vermiş ve bu alanda farklı SIW filtre tasarımlarının önünü açmıştır.

Xia ve ark. (2012), çalışmalarında, kompakt ve yeni konfigürasyona sahip bir mikrodalga SIW filtresi sunmuşlardır. Bir frekans çoğullayıcı ile beraber çalıştırmak için tasarlanan SIW filtrenin boyutu 60 mm x 40 mm şeklindedir ve frekans çoğullayıcının ihtiyacını fazlasıyla karşılayabilmiştir. Filtrenin 7,1 GHz - 8 GHz iletim bandı ölçüm sonuçları incelendiğinde, filtrenin durdurma bandında geri dönüş kaybının

45 dB'den fazla olduğunu ve araya girme kaybının ise 1 dB'den az olduğu görülmektedir. Küçük açılı yanal kuplaj kullanan yeni yapı, geleneksel dalga kılavuzu filtresi gibi alt yan bantta keskin bir geçiş bandı karakteristiği sunmaktadır. Bunun yanında üst yan bantta ise iyileştirme gerekmektedir.

Dong ve ark. (2009), Wu ve ark. (2009), Zhang ve ark. (2010), Zhu ve ark. (2015), Liu ve ark. (2016) ve Zhang ve ark. (2018); SIW yapıyla beraber farklı tipte yarık halka rezonatörlerini (CSRRs) filtre tasarımlarında kullanmışlardır. Dong ve ark. (2009), SIW üzerine kare tamamlayıcı yarık halka rezonatörlü (CSRRs) bant geçiren hibrit filtreyi sunmuştur. Ortaya konulan tasarım, dalga kılavuzunun karakteristik kesme frekansının altında yayılan bir ileri dalga geçiş bandının uygulanmasına izin vermektedir. SIW'e dâhil olan ve elektrik dipolleri olarak da isimlendirilebilen CSRR'lerin yönelimleri değiştirilerek, çeşitli iletim bandı özellikleri gözlemlenmektedir. İletim bantlarının üretimi ve varyasyonları ayrıntılı bir şekilde açıklanmış ve bu SIW ve CSRR hibrit tekniğinin iletim sıfırları ile karakterize edilen minyatür SIW bant geçiren filtrelerin tasarımına uygulanması da gösterilmektedir. Ortaya konan filtrelerde, dalga boyundan küçük rezonatörlerin kullanılması sayesinde yüksek seçicilik ve minyatür boyutta filtre tasarlanabilmiştir. CSRR'lerin konfigürasyonunda değişikliğe giderek, TE_{10} modundaki sinyallerin yayılmasının bastırılabileceği ve gelişmiş yüksek seçicilikli filtrelerin elde edilebileceğini ortaya koymuşlardır Sunulan tasarım konsepti, baskı devre kartıyla üretilmiş filtrelerin ölçüm sonuçları ve simülasyon sonuçlarının birbiriyle uyumlu olmasıyla doğrulanmıştır.

SIW filtreler, genel itibariyle bant geçiren filtre davranışı sergileyen mikroşerit yama antenlerin performans artışları için de tercih edilmiştir. Zakaria ve ark. (2013) yaptıkları çalışmada SIW filtre ile dikdörtgen mikroşerit yama anteni tasarımda kaskat şekilde bir araya getirmişlerdir. 2 GHz merkez frekansta çalışan bütünleşik SIW- antenin simülasyon ve ölçüm sonuçları birbirini doğrular şekildedir. Bütünleşik sistem sayesinde hacimde ve ağırlıkta küçülme sağlanabilmiştir.

Hao ve ark. (2005), Lopez ve ark. (2018), Moitra ve ark. (2018a) ve Huang ve ark. (2019), SIW filtrelerde Elektromanyetik Bant Aralığı (EBG) yöntemini kullanarak SIW

filtre tasarımları gerçekleştirmişlerdir. Bu filtre çalışmalardan biri olan Huang ve ark. (2019)'nın çalışmasıdır. Amaçları, EBG yöntemiyle yüksek seçiciliğe sahip bir geniş bant SIW bant geçiren filtre elde etmektir. Bu yöntemde, geniş bir iletim bandı elde etmek için SIW'in üst metal katmanına EBG hücrelerini boşluklu periyodik yapı olarak yerleştirmişlerdir. EBG hücreleri sayesinde üst durdurma bandındaki istenmeyen harmonikler bastırılarak geniş bir iletim bandı elde etmeye çalışmışlardır. 3,02 GHz bant genişliği (%64,7) ve 4,67 GHz merkez frekanslı geniş bant SIW bant geçiren filtrenin analiz, ölçüm ve simülasyonun sonuçlarının uyumlu olduğu görülmektedir.

Hizan ve ark. (2014, 2015), Wong ve ark. (2015), Zheng ve ark. (2015) ve Zhang ve ark. (2019) katmanları düşük sıcaklıkta paketlenerek bir araya getiren seramik teknolojisini (LTCC) SIW filtre tasarımlarına taşımışlardır. Zhang ve ark. (2019), 5G kablosuz iletişimde kullanılmak üzere kapasitif yüklü boşluklardan yararlanan bir çift transmisyon sıfırlı kompakt bir bant geçiren filtre sunmuştur. Önerilen filtre yapısı temel olarak eş düzlemli dalga kılavuzu besleme yapıları ve dört alt tabakalı SIW rezonatöründen oluşmaktadır. LTCC teknolojisi kullanılarak üretilen SIW filtrenin boyutu; 3,35 x 2,10 x 0,66 mm^3'lük bir minyatür hacme düşürülmüştür. Simülasyon ve ölçüm sonucuna göre, bant geçiren filtrenin -3 dB noktasında % 8'lik bant genişliği ile 28 GHz'lik bir merkez frekansına sahip olduğu görülmektedir.

Srivastava ve ark. (2017) ve Moitra ve ark. (2018b,c,d, 2019) orta noktadan belli bir derece açılı olarak tasarlanan SIW filtre çalışmaları sunmuşlardır. Moitra ve ark. (2018b) 150 derece açılı olarak tasarlanan dual bantlı bant geçiren oluklu-SIW filtre çalışmasında, yapının kenarları periyodik şekilde oluklu hücreler eklemişlerdir. Ayrıca geçiş bandında iletim sıfırlarını elde etmek için SIW üst metal katman yüzeyi üzerinde reaktif periyodik yuvalar kullanılmıştır. SIW üzerindeki periyodik yuvaların bazı parametrelerinin etkileri analiz edilmiştir. Ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları uyumludur. Filtrede kullanılan açısal büküm, aynı PCB (Printed Circuit Board) malzemesi içindeki diğer düzlemsel mikrodalga devrelere entegre edilmesine bir zorluk çıkarmadığı görülmektedir.

Gorur (2004), Rezaee ve Attari (2013), Dang ve ark. (2015), Karpuz ve ark. (2016), Li ve ark. (2017), Azad ve Mohan (2019), pertürbasyon etkisini kullanarak SIW ve mikroşerit filtre tasarım örnekleri ortaya koymuşlardır. Karpuz ve ark. (2016)'nın, simetrik ve asimetrik ince ve dar endüktif hücreleri kullanarak tasarladığı çift modlu SIW bant geçiren filtre prototipi sunmuşlardır. Modeldeki yapı, açılan dar oyuklar sayesinde yeni bir pertürbasyon etkisine sahip olmuştur. Üretilen tasarımın ölçüm sonucuna göre, merkez frekansı 5,1 GHz olan filtrede % 4,5 kısmi bant genişliği elde edildiği; iletim bandı için araya girme kaybının -1,24 dB ve geri dönüş kaybının ise -15,4 dB olarak bulunduğu görülmüştür. Çalışmanın simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçları örtüşmektedir.

Parment ve ark. (2014, 2015a,b,c, 2016, 2017), Coves ve ark. (2017), Martin ve ark. (2017a,b), Nguyen ve ark. (2017, 2018), Adhikary ve ark. (2018), Bayat-Makou ve Kishk (2018), Silvestri ve ark. (2019), Tomassoni ve ark. (2019), Li ve ark. (2020), Shishido ve Tamura (2020) ve Mendez-Jeronimo ve ark. (2020), düşük maliyetli ve düşük kayıplı ve iyi derecede güç işleme kabiliyeti gerektiren milimetre dalga uygulamaları için baskı devre katmanlı hava boşluklu bir SIW tasarımları ortaya koymuşlardır. Çalışmadaki üç katmanlı baskı devre ve hava boşluklu SIW, önemli ölçüde kayıpların azaltılmasına ve filtre performansının artmasına katkı sağlamıştır. Filtre, 27- 40 GHz aralığında 15 dB'den daha iyi bir geri dönüş kaybı ve 0,6 dB (±0,2) daha iyi araya girme kaybı değerine sahiptir

Wen-Hua ve Kai (2005), Arnedo ve ark. (2007), Jha ve Singh (2011), Mandal ve ark. (2011), Laharia ve ark. (2016), Nasiri ve ark. (2017), Pirasteh ve ark. (2018) ve Bharathy ve ark. (2019); mikroşerit temelli filtreler üzerinde çalışmalar yapmışlardır. Pirasteh ve ark. (2018), keskin yanıtlı, minyatür ve basit yapıya sahip kablosuz antenler için mikroşerit alçak geçiren bir filtre sunmuşlardır. Model yapı, 2,9 GHz kesim frekansı için tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür. Alçak geçiren filtre, üç benzer rezonatör ve iki tek tip bastırma hücresi tarafından yüklenen yüksek empedanslı hatlardan oluşur. Filtre, 0,08 x 0,23 λg boyutlarında ve oldukça küçüktür. Alçak geçiren filtrenin araya girme kaybı, iletim bandında 0,14 dB'den azdır ve geri dönüş kaybı ise

çoğunlukla 18 dB'den büyüktür. Elde edilen bu mükemmel özellikler ve düz grup gecikmesi ile bu yapı kablosuz antenlerde kullanılabilir.

Gorur ve ark. (2009), Mo ve ark. (2009), Ke ve ark. (2011), Yang ve ark. (2013), Avinash ve Rao (2015) ve Jubril ve ark. (2018); açık devreli saplama tekniği ile mikroşerit filtre tasarımları ortaya koymuşlardır. Jubril ve ark. (2018), üç kutuplu 2 GHz kesim frekanslı Butterworth mikroşerit alçak geçiren filtreyi, açık devreli saplama tekniğine dayalı olarak üretilmişlerdir. Çalışma frekansı, 4 GHz altında olduğu için FR-4 laminantı rahatlıkla tercih edilebildiği görülmüştür. ADS (Advanced Design System) simülasyon programında simüle edilen filtrenin simülasyon sonuçları ile ve gerçeklenen filtrenin ölçüm sonuçları arasında % 5'ten daha az bir farklılık vardır. İletim bandında -3,009 dB araya girme kaybı ve durdurma bandında da -19,359 dB geri dönüş kaybı vardır.

Balalem ve ark. (2007), Luo ve ark. (2011), Yadav ve ark. (2014), Chen ve ark. (2016), Barzgar ve Oraizi (2017), Nurjihan ve Munir (2017), Munir ve ark. (2018), Han ve ark. (2019) ve Rao ve ark. (2020); çalışmalarında düzlemsel mikroşerit bant geçiren filtreler için kusurlu zemin yapısını (Defected ground structure) tercih etmişlerdir. Chen ve ark. (2016), sundukları filtrede mikroşerit hattının alt zemin düzlemi, iki dikdörtgen açıklık yuvasından oluşur ve yüksek-düşük empedans şeridi içermektedir. Yüksek ve düşük empedans şeritleri, farklı rezonans frekanslarına sahip ayrı bir paralel rezonatörü temsil etmektedir. İki farklı empedans şeridi, 5. dereceden bir bant geçiren filtre yanıtı oluşturmak için üst mikroşerit hattının kapasitif boşluğu ile birleştirilmiştir. Filtre FR-4 substrat malzemesi kullanılarak üretilmiştir. Üretilmiş filtrenin büyüklüğü (0,18) λ x (0,04) λ'dır. Merkez frekansı 2,13 GHz olarak ölçülen filtrenin kısmi bant genişliği %38,6'dir.

Navin-Baaskar ve ark. (2019), bir bant geçiren filtre optimizasyon çalışmasını sunmuşlardır. Bu çalışmada, yapısal optimizasyon tabanlı mikroşerit bant geçiren filtre tasarımı ortaya konulmuştur. Geleneksel optimizasyon uygulamalarında, daha çok filtre boyutlarının küçültülmesi odak noktasını teşkil eder. Burada ise hedef, dikdörtgen

tabanlı rezonatör kullanarak bir bant geçiren filtre tasarlamak olmuştur. Elde edilen sonuç daha sonra Genetik Algoritma kullanılarak optimize edilmiştir.

Mitra ve ark. (2015), geliştirdikleri mikroşerit filtreyi tasarlamak için basamak empedanslı alçak geçiren prototip filtre yöntemini kullanmışlardır. Basamak empedanslı filtre tasarımı için düşük ve yüksek karakteristik empedans hatları kullanılmış ve 6. dereceden, 4,2 dielektrik katsayılı, 1,6 mm kalınlıktaki substrat malzeme ve kesim frekansı 2,5 GHz olan S-bant için mikroşerit alçak geçiren bir filtrenin tasarımı ortaya konulmuştur. Üretilen iki portlu filtre Şekil 2.14'de verilmiştir. Mikroşerit yapıyı, basitliği ve üretim kolaylığı nedeniyle tercih ettikleri görülmektedir. Alçak geçiren filtrenin analizi ve simülasyonu, AWR (Applied Wave Research) mikrodalga simülatörü kullanılarak yapılmıştır. Ölçüm sonuçlarına göre, simülasyon sonuçlarının ölçüm değerlerine oldukça yakın olduğu tespit edilmiştir.

Şimşek ve ark. (2013), doğrudan boyutsal sentez yaklaşımı ile Bant Boşluğu Aralıklı SIW (SIW-BBA) filtre tasarımı ortaya koymuşlardır. Bir X bant SIW-BBA filtresinin analizdeki filtre yanıtı, HFSS (High Frequency Structure Simulator) simülasyon sonuçlarıyla ile karşılaştırılmıştır. Tasarımda dielektrik katsayısı 2,2 olan RT/Duroid 5880 substrat ve dielektrik katsayısı 2,94 olan RT/Duroid 6002 substrat malzemelerin tercih edildiği görülmektedir. Similasyon ve analiz sonuçlar arasında oldukça iyi olan uyum, SIW-BBA filtrenin uygulanabilirliğini göstermektedir.

Nawaz ve ark. (2014), çalışmalarında SIW filtre tasarlamışlardır. Düzlemsel olmayan devrelerin, düzlemsel devrelere olan entegrasyonunu mikroşerit yapıların sağladığı görülmektedir. Filtrenin, 8 GHz - 12 GHz frekans aralığında geniş bant bir filtredir. Ölçülen iletim bandında araya girme kaybı 0,6 dB'den küçüktür, geri dönüş kaybı ise 10 dB'den büyüktür. Simülasyon HFSS'de yapılmış ve vektör network analizörü ile filtre ölçülmüştür.

Celis ve ark. (2020), dar bantlı ve mod iptali yaklaşım kullanarak tasarladıkları filtreyi sunmuşlardır. Bu çalışmada, kompakt yapı içerisinde ve düzgün yerleştirilmiş endüktif yapılarla ile yüksek seçiciliği olan dar bantlı filtre ortaya konulmaktadır. Önerilen mod

iptali yaklaşımı, istenmeyen modları ilgili frekans içinde çevirerek veya ortadan kaldırarak elde edilmektedir. Tasarımda çalışılan modların maksimum ve sıfır noktalarına akıllıca yerleştirilmiş endüktif yapılar (metalik pin) getirilerek gerçekleştirilir. Bu tasarım metodu, geleneksel tasarımların aksine hesaplama kolaylığı, tasarımda sadelik ve verimli tasarım sürelerine imkân sağlamıştır. Farklı frekanslardaki filtre tasarımlarında bu yöntem tercih edilebilir. Önerilen yöntemin doğruluğu üretilen filtrenin ölçüm sonuçlarıyla teyit edilmiştir.

Ertay ve ark. (2016), çalışmalarında bir bant durduran mikroşerit filtre sunmuşlardır. Filtre, 2 GHz ile 4 GHz frekans aralığında çalışacak uygulamalar için düşünülmüştür. Filtre tasarım modeli üç adımda ortaya konulmuştur. Birinci adımda, açık devre ile sonlu mikroşerit iletim hatları modellenerek en uygun bant durduran filtre sunulmuştur. İkinci adımda, birinci adımda modellenen mikroşerit filtrenin üst frekans skalasındaki geçiş (transition) bandının frekans aralığını düşürmek için farklı geometride şerit hatlar yerleştirilmiştir. Üçüncü adımda ise, geçiş bantları keskinleştirilmiş, 3 GHz merkez frekansa sahip olan bant durduran mikroşerit filtre oluşturulmuştur. AWR, CST, Sonnet elektromanyetik simülatörler ile eş değer devre analizi ve filtre simülasyonu yapılmıştır. Teorik ve simülasyon sonuçlarının bir birini doğruladığı görülmektedir.

Bozzi ve ark. (2009b), Jun-song ve ark. (2012), Wu ve ark. (2012), Smith ve Stander (2014), Huang ve Cha (2015), Jones ve Daneshmand (2016a,b, 2017), Yang ve You (2018), klasik SIW filtre blok yapısına indüktüf yüklü metalik pin dizi ilavesi yaparak filtre tasarım çalışmaları yapmışlardır. Bozzi ve ark. (2009b), SIW filtre yöntemlerini içeren Bozzi ve ark. (2009a)'da sunmuş oldukları çalışmayı yeni yapı ile karşılaştırarak değerlendirmişlerdir. Sunulan SIW filtre, 6,8 GHz ile 25 GHz yüksek frekans aralığında çalışabilecek verimlilikte bir SIW filtredir. Yüksek frekans çalışmaları için ortaya konulan filtre, orta kısımda metalik aynı/farklı yüksekliklerde endüktif iletken metalik pin dizisi içermektedir. Ayrıca SIW mimarileri için kayıpların minimizasyonu da tartışılmıştır. İletken pin merkezleri arasındaki uzaklık olan s ile iletken pin çapı olan d'ye, $s/d < 2{,}5$ koşulunun uygulanmasının radyasyon sızıntı kayıplarının mimimize edilmesinde en iyi koşul olduğu ileri sürülmüştür. Gelecekteki SIW tasarım eğilimlerinin esas olarak SIW bileşenlerinin daha yüksek frekansta (60-350 GHz)

uygulanacağını ve hatasız substrat malzeme entegrasyonun öneminin artacağını öngörmektedirler. Özellikle otomotiv radarları, ölçüm cihazları ve geniş bant cihazları için SIW filtrelerin kullanım alanının artacağı düşünülmektedir. SIW filtre üretiminde LTCC, HTCC (High-Temperture Co-fired Ceramic), 3D ve CMOS teknolojilerinin kullanımının giderek yaygınlaşacağı varsayılmaktadır.

Ertay ve ark. (2015), çalışmalarında geniş bant alçak geçiren iki portlu mikroşerit filtreyi sunmuşlarıdır. Geçiş bandında (transition band) keskin filtre cevabı ($fc/f_0 > 0{,}6$) istendiği için klasik metot tercih edilmiştir. Giriş çıkış portları karakteristik empedans değeri 50 Ω'dur. Tasarımda dielektrik katsayısı 4,4 olan FR-4 (Flame Retardant-4) substrat mazeme öngörülmüştür. Önce 7. Dereceden ve kesim frekansı 1,5 GHz olan filtrenin eşdeğer devresi ortaya konularak analizi yapılmıştır. Simülasyon çalışmalarında HFSS simülasyon programı kullanılmış ve simülasyon sonuçları ile teorik sonuçlar doğrulanmıştır. Filtrenin bant genişliği 1,7 GHz - 14,1 GHz kadar uzanan frekans aralığıdır. Çalışmadaki filtrenin üretilmesi ve akabinde ölçüm sonuçlarıyla simülasyon sonuçlarının doğruluğunun teyit edilmesi gerekmektedir.

Deng ve ark. (2016), çalışmalarında iletim sıfırlı kompakt bir bant geçiren SIW filtresi önermişlerdir. Çalışmalarında 10,85 GHz – 11,85 GHz frekans aralığında bir bant genişliği sunan iki portlu filtre yer almaktadır. Beş adet üçgen boşluklu yapı kullanılarak, baskı devre kartları (PCB) işlemi ile beşgen bant geçiren filtre tasarlanmış ve üretilmiştir. Kullanılan yapı, kompakt SIW üçgen boşluğun avantajlarını ortaya koymuştur. Ayrıca, giriş ve çıkış boşluğu arasındaki bazı geçiş deliklerinin dışarı taşınmasıyla, çapraz kuplaja uygun şekilde uygulanır ve üst yan bantta bir iletim sıfırı gerçekleştirilmiştir. 12,3 GHz'de transmisyon sıfırı gözlemlenmiştir. RT/Duroid 5880 malzemenin (Dielektrik katsayı değeri 2,2'dir) kullanıldığı filtrede; geri dönüş kaybı 17 dB'den büyük ve araya girme kaybı, 1,5 dB küçüktür. Merkez frekansı ω_0= 11,35 GHz ve %8,8 bant genişliği bulunmaktadır. Bant dışı iletim sıfırı, filtrenin performasını artırmıştır. Lakin üretim hatalarından dolayı filtrede kayıplar vardır.

Hizan ve ark. (2011), Rezaee ve ark. (2014), Gorur ve ark. (2017), Zhou ve ark. (2017, 2018), Fei ve ark. (2020), Wang ve ark. (2020) ve Han ve ark. (2021); çift bantlı çift

modlu mikroşerit / SIW filtre çalışmaları gerçekleştirmişlerdir. Gorur ve ark. (2017), çift bantlı çift modlu mikroşerit bant durduran filtreyi sunmuşlardır. Bu çalışmada, çift modlu kare rezonatörler kullanılarak bağımsız olarak ayarlanabilen merkez frekanslarına sahip yeni bir çift modlu çift bantlı bant durdurucu filtre ortaya konulmuştur. Frekans ayarlama bölümü ile istenilen bant genişliği elde edilebilmektedir. Varaktör diyotlar (Infineon BB857) bu amaçla devrede kullanılmıştır. Her iki durdurma bandının merkez frekansları, varaktör diyotlarının kapasitans değerleri ile bağımsız olarak ayarlanabilir. Tasarımda dielektrik katsayısı 6,15 ve yüksekliği 1,27 mm olan RT/Duroid substrat malzeme kullanılmıştır. Tasarımı yapılan filtre, üretilmiş ve ölçülmüştür. Frekans ayarlama işlemi kabul edilebilir seviyelerdedir. Birinci durma bandının merkez frekansı 2,2 GHz ile 2,54 GHz arasında ve ikinci durdurma bandının merkez frekansı ise 3 GHz ile 3,38 GHz arasında ayarlanabilmektedir. Her iki durdurma bandı için geriye gönüş kaybı, en az -13 dB olarak ölçülmüştür.

Karpuz ve ark. (2013), farklı bir bütünleşik dört bantlı mikroşerit bant durduran iki portlu filtre modeli sunmuşlardır. Filtrenin giriş ve çıkış portları yüksek empedanslı bir iletim hattı ile bağlanmıştır. Önerilen filtre, giriş ve çıkış portlarına bağlı açık devre saplamalar kullanılarak tasarlanmıştır. Böylece yüklü rezonatörlerin harmonik özelliğinden faydalanılarak birinci stopband 1,15 GHz - 2,22 GHz frekans aralığında, ikinci stopband 2,94 GHz - 4,56 GHz frekans aralığında, üçüncü stopband 4,95 GHz - 6,98 GHz frekans aralığında ve dördüncü stopband 8,26 GHz - 8,96 GHz frekans aralığında oluşturulmuştur. Filtre RT/Duroid substrat malzeme (Dielektrik sabiti 10,2 ve yükseklik 1,27 mm) kullanılarak üretilmiştir. Durdurma bantlarında araya girme kaybı (S_{21}), 15 dB'den fazladır. İletim bantlarında ise araya girme kaybı genel olarak 1 dB civarındadır. Geri dönüş kaybı tüm bant-içi frekans bölgelerinde 10 dB'den yüksektir. Simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçları birbirini doğrular niteliktedir.

Yeşilyurt ve ark. (2015), yaptıkları çalışmada açık halka rezonatörler kullanarak bant geçiren bir mikroşerit filtre tasarlamışlardır. Filtre tasarımı üç boyutlu olarak çalışmada verilmiştir. Tasarımda dielektrik sabiti 2,6 olan Taconic TLT-6 substrat malzemesi tercih edilmiştir. Rezonatörler filtre tasarımında simetrik olarak yerleştirilmiştir Bu rezonatörler karşılıklı olarak yerleştirilerek, 2,32 GHz - 5,32 GHz frekans aralığında

mikroşerit bant geçiren filtre tasarlanmıştır. Açık halka rezonatörler yüksek performans ve iyi frekans cevabı verdiklerinden bant geçiren filtre yapılarında kullanılırlar. Hem rezonatör hem de bant geçiren filtre simülasyon yardımıyla tasarlanmış ve 2 ayrı frekans cevabı sonucu gösterilmiştir. Araya girme kaybı iletim bandında 1 dB'den düşük olup geri dönüş kaybı ise 7,768 dB'den büyüktür.

Hong ve ark. (2006), Delmonte ve ark. (2015), Rabah ve ark. (2015), Moscato ve ark. (2015a), Macchiarella ve ark. (2017), Wang ve ark. (2017), Massoni ve ark. (2018), Pelluri ve ark. (2019), Xie ve ark. (2020), yarım modlu SIW filtre üzerine çalışmalar gerçekleştirmişlerdir. Rabah ve ark. (2015), çalışmalarında minyatür ve düşük araya giriş kayıplı yarım modlu SIW filtre tasarımı sunmuşlardır. CST Microwave Studio'da tasarlanan filtre 4,3 dielektrik katsayılı FR-4 PCB materyalteryal kullanılarak üretilmiş ve üretilen yarım mod iki portlu SIW filtre laboratuvarda ölçülmüştür. Elde edilen verilere göre ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları birbiriyle uyumludur. Tam mod SIW filtreye göre filtre boyut yarı yarıya azaltılmıştır. Bu hacimdeki azalma bütünleşik tasarımlarda oldukça avantaj sağlamaktadır. Ölçülen araya girme kaybı 2 dB'nin altındadır, geri dönüş kaybı ise 10 dB'den fazladır.

Hunter ve Rhodes (1982), Abbaspour-Tamijani ve ark. (2003), Wang ve ark. (2008), Armendariz ve ark. (2010), Djermoun ve ark. (2010), Sirci ve ark. (2012), Adhikari ve ark. (2013), Liu, X. (2015), Mira ve ark. (2015), Chaudhury ve ark. (2018), De ve ark. (2019), Deng ve Psychogiou(2019); varaktör, rezonatör, Mikro Elektromekanik Sistem (MEMS) kapasitör, Schottky diyot ve PIN diyot kullanarak ayarlanabilir (tunable) SIW ve mikroşerit filtre çalışmaları yapmışlardır. Armendariz ve ark. (2010), çalışmalarında hem tasarlayıp hem ürettikleri, PIN diyot anahtarlama elemanları kullanılarak uygulanan yeni bir ayarlanabilir SIW filtreyi sunmuşlardır. İki kutuplu filtre, 1,55 GHz ila 2,0 GHz (%25 ayar) arasında değişen altı durum sağlar. Kısmi bant genişliği, frekans ayarı yapılabilen bant aralığında %2,3 - %3,0 oranındadır. Bu aralıkta araya girme kaybı 5,4 dB'den az ve geri dönüş kaybı 14 dB'den fazladır. Bant geçiren filtre, pertürbasyon pinleri kullanılarak üç katmanlı olarak tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu iletim frekans bölgesi ayarlanabilir bant geçiren SIW filtre, dielektrik katsayısı 10,2 ve kalınlığı 2,54

mm olan RT/Duroid 6010 laminanttan üretilmiştir. Kullanılan diyotlar ise Phillips BAP55L PIN diyotlardır.

Moro ve ark. (2012, 2013), Bozzi ve ark. (2015), Ghiotto ve ark. (2015), Moscato ve ark. (2015b,c), Kim ve ark. (2016), Nauroze ve ark. (2016), Tomassoni ve ark. (2016), Massoni ve ark. (2017), Wen ve ark. (2020), 3D baskı/üretim teknikleri, plastik/silikon/kâğıt baskı teknikleri, polimer üretim teknikleri ve giyilebilir teknolojileri kullanarak SIW filtre çalışmaları gerçekleştirmişlerdir. Tomassoni ve ark. (2016), filtre tasarımında ilk kez 3D baskı üretim tekniği ile SIW filtrelerinin uygulanmasını sunmuşlardır. Tomassoni ve ark. (2016), üç boyutlu baskı işlemi gerçekleştirilirken dolgu yoğunluk faktörünü değiştirerek dielektrik geçirgenliğini değiştirme imkânına sahip olmuşlardır. Tek filament ile farklı dielektrik değerlerine sahip bölümleri ana bileşen içerine yerleştirebilmişlerdir. Bunun yanında dolgu yoğunluğunu belirleyerek kayıp tanjantın değerini azaltılmayı, kalite faktörünün artırmayı başarmışlardır. Aynı frekans bölgesi için iki farklı dolgu yoğunluğuna sahip SIW filtresinin tasarımı ve deneysel doğrulaması yapılmıştır.

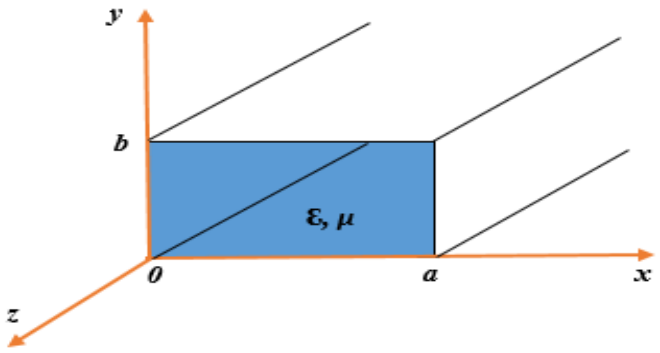
3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Dikdörtgen Dalga Kılavuzu

Dikdörtgen dalga kılavuzu, mikrodalga sinyallerini taşımak için kullanılan en eski iletim hattından biridir ve hala yüksek güç transferi gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır. Bağlaçlar, detektörler, izolatörler, zayıflatıcılar ve yarıklı hatlar gibi çok çeşitli bileşenler, 1 ile 220 GHz arasında çeşitli standart dalga kılavuzu bantları için ticari olarak mevcuttur. Minyatürleştirme ve entegrasyona yönelik eğilim nedeniyle, çoğu modern mikrodalga devresi, dalga kılavuzları yerine mikroşerit hatlar ve şerit devre hatları gibi düzlemsel (planar) iletim hatları kullanılarak üretilir. Bununla birlikte, yüksek güçlü sistemler, milimetre dalga uygulamaları, uydu sistemleri ve bazı hassas test uygulamaları dahil olmak üzere birçok durumda dalga kılavuzlarına hala ihtiyaç vardır (Pozar 2011).

İçerisine dieletrik malzeme konulmamış boş bir dikdörtgen dalga kılavuzu, *TM (Transverse Mode)* ve *TE (Transverse Electric)* modlarını iletir, fakat içi boş tek bir iletken olduğundan *TEM* (*Transverse ElectroMagnetic*) dalgalarını iletemez. Kesim frekansının altındaki elektromanyetik dalgaları dikdörtgen dalga kılavuzları iletmezler (Pozar 2011).

Dikdörtgen dalga kılavuzunun üç boyutlu geometrisi Şekil 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.1. Dikdörtgen dalga kılavuzunun üçboyutlu geometrisi (Pozar 2011)

Dikdörtgen dalga kılavuzunun içerisinde yayılacak *TE* dalga kılavuzu modları, $E_z = 0$ ve $\left(\frac{\partial}{\partial x^2} + \frac{\partial}{\partial y^2} + k_c^2\right) h_z = 0$ dalga denklemini sağlayan H_z ile ifade edilir (Pozar 2011) :

$$\left(\frac{\partial}{\partial x^2} + \frac{\partial}{\partial y^2} + k_c^2\right) h_z(x,y) = 0 \tag{3.1}$$

$H_z(x,y,z) = h_z(x,y)e^{-i\beta z}$ ve $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ kesim dalga numarasıdır. Denklem, değişkenlerin ayrılması metoduyla:

$$h_z(x,y,z) = X(x)Y(y) \tag{3.2}$$

olacak şekilde alınarak çözümlenebilir. Eşitlik (3.2), Eşitlik (3.1)'de yerine konulursa:

$$\frac{1}{X}\frac{d^2X}{dx^2} + \frac{1}{Y}\frac{d^2Y}{dy^2} + k_c^2 = 0 \tag{3.3}$$

elde edilir.

Değişkenlerine ayırma yöntemine göre her bir terim bir sabite eşit olmalıdır. Buradan k_x ve k_y ayırma sabitleri:

$$\frac{d^2X}{dx^2} + k_x^2 X = 0 \tag{3.4a}$$

$$\frac{d^2Y}{dy^2} + k_y^2 Y = 0 \tag{3.4b}$$

olarak ifade edilir ve $k_x^2 + k_y^2 = k_c^2$ eşitliği sağlanır. h_z için genel çözüm şöyledir:

$$h_z(x,y) = (A\cos k_x x + B\sin k_x x)(C\cos k_y y + D\sin k_y y) \tag{3.5}$$

Buradaki sabit ifadeleri bulabilmek için kılavuz duvarlarına teğet olan elektrik alan bileşenlerine sınır koşulları uygulanmalıdır.

$$e_x(x,y) = 0 \qquad y = 0, b'de \tag{3.6a}$$

$$e_y(x,y) = 0 \qquad x = 0, a'da \tag{3.6b}$$

yazılabilir (Pozar 2011). $h_z(x,y)$ ifadesi doğrudan kullanılamaz e_x ve h_z'den

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y \, (A\cos k_x x + B\sin k_x x)(-C\sin k_y y + D\cos k_y y) \tag{3.7a}$$

$$e_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_x \, (-A\sin k_x x + B\cos k_x x)(C\cos k_y y + D\sin k_y y) \tag{3.7b}$$

elde edilir. Eşitlik (3.6a) ve (3.6b)'den D= 0 ve n= 1,2,… için k_y= mπ/b, benzer şekilde Eşitlilik (3.6b) ve (3.7b)'den B= 0 ve m= 1,2,… için k_x= mπ/a bulunur. Böylece H_z ifadesi:

$$H_z(x,y,z) = (A_{mn}\cos\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b}e^{-i\beta z}) \tag{3.8}$$

olarak elde edilir. $A_{mn,}$ h_z (x,y) ifadesinde A ve C değerlerini içeren bir sabittir. TE_{mn} modunun enine alan bileşenleri:

$$E_x = (\frac{-j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn}\cos\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b}e^{-i\beta z}) \tag{3.9a}$$

$$E_y = (\frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn}\sin\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b}e^{-i\beta z}) \tag{3.9b}$$

$$H_x = (\frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn}\sin\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b}e^{-i\beta z}) \tag{3.9c}$$

$$H_y = (\frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn}\cos\frac{m\pi x}{a}\cos\frac{n\pi y}{b}e^{-i\beta z}) \tag{3.9d}$$

şeklinde elde edilir (Pozar 2011). Yayılma sabiti ise:

$$\beta = k_c\sqrt{k^2 - {k_c}^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{3.10}$$

olarak bulunur ve

$$k > k_c = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{3.11}$$

koşulu sağlandığında gerçel bir değerde olur ve bir yayılma moduna karşılık gelir. Her modun (*m* ve *n* değerlerini dikkate alarak),

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{3.12}$$

eşitliğine göre bir kesim frekansı vardır. En düşük kesim frekanslı mod, baskın mod olarak isimlendirilir. $a > b$ varsayımına göre en düşük kesim frekansı TE_{10} *(m=1, n=0)* modunda olan kesim frekansıdır.

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon}} \tag{3.13}$$

Böylece TE_{10} modu baskın *TE* modudur ve ifade edildiği gibi dikdörtgen dalga kılavuzunun genel baskın modudur.

Enine elektrik ve manyetik alanları ilişkilendiren dalga empedansı şu şekilde ifade edilir:

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\beta} \tag{3.14}$$

Burada $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ dalga kılavuzunu dolduran malzemenin öz empedansıdır.
Kılavuz dalga boyu, dalga kılavuzu boyunca iki eşit faz düzlemi arasındaki mesafe olarak tanımlanır ve

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda \tag{3.15}$$

olarak ifade edilir (Pozar 2011).

Eşitlik (3.15), bir malzeme ile doldurulmuş kılavuzun ortamındaki bir düzlem dalganın dalga boyu olan λ'dan büyüktür. Faz hızı ise:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \tag{3.16}$$

şeklinde ifade edilir.

Eşitlik (3.8) ve (3.9)'da m = 1, n = 0 durumunda TE_{10} modu için alan ifadeleri:

$$H_z = (A_{10}\cos\frac{\pi x}{a}e^{-i\beta z}) \tag{3.17a}$$

$$E_y = (\frac{-j\omega\mu a}{\pi}A_{10}\sin\frac{\pi x}{a}e^{-i\beta z}) \tag{3.17b}$$

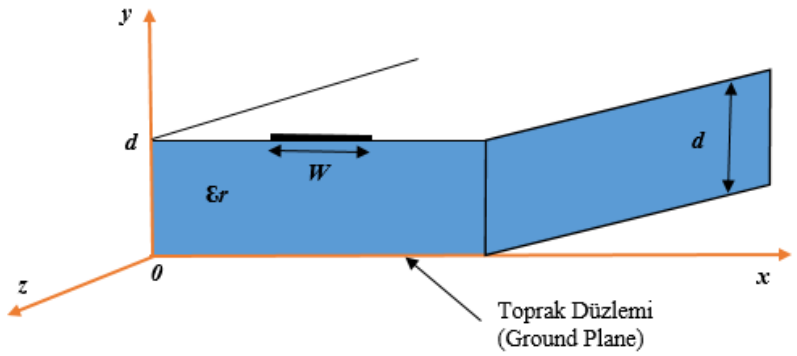
$$H_x = (\frac{-j\beta m}{\pi}A_{10}\sin\frac{\pi x}{a}e^{-i\beta z}) \tag{3.17c}$$

$$E_x = E_z = H_y = 0 \tag{3.17d}$$

olarak elde edilir (Pozar 2011). Burada $k_c = \pi/a$ ve $\beta = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}$ şeklindedir.

3.2. Mikroşerit Hatlar

Mikroşerit hatlar, sarı ışığa duyarlı kimyasallar kullanarak yapılan baskı devre tekniği olan fotolitografik işlemlerle üretilebilmesi, kolayca minyatürleştirilebilmesi ve mikrodalga devrelere entegre edilebilmesi nedeniyle, düzlemsel iletim hatlarının en popüler türlerinden biridir. Bir mikroşerit hattının geometrisi Şekil 3.2'de verilmiştir. w genişliğinde bir iletken, kalınlığı d ve bağıl geçirgenliği $\mathcal{E}_r$ olan ince, topraklanmış bir dielektrik alt tabaka (substrat) üzerine basılmıştır (Pozar 2011).



Şekil 3.2. Mikroşerit hattın üçboyutlu geometrisi (Pozar 2011)

Dielektrik malzemenin varlığı, özellikle dielektrik şeridin üzerindeki bölgeyi ($y > d$) doldurmaması gerçeği, mikroşerit hattının davranışını ve analizini zorlaştırır. Tüm alanların homojen bir dielektrik bölge içinde yer aldığı şerit çizgisinden farklı olarak mikroşerit hatlar, alan çizgilerinin bir kısmı şerit iletkeni ile toprak düzlemi arasındaki dielektrik bölgede ve bir kısmı da substratın üzerindeki hava bölgesinde bulunur. Bu nedenle, dielektrik bölgedeki *TEM* alanlarının faz hızı $c/\sqrt{\varepsilon_r}$ olacağından mikroşerit hattı bir *TEM* dalgasını desteklemez, hava katmanındaki *TEM* alanlarının faz hızı c olacaktır. Bu nedenle bir faz eşleşmesini dielektrik-hava katmanlarında sağlamak mümkün değildir.

Gerçekte, bir mikroşerit hattının tam alanları hibrit bir *TE-TM* dalgası oluşturur ve karmaşık ileri analiz teknikleri ile ortaya konabilir. Ancak çoğu pratik uygulamada, dielektrik substrat elektriksel olarak çok incedir ($d << \lambda$) ve bu nedenle alanlar yarı-

TEM'dir (Bu tez çalışmalarında kullanılan RO4003C materyalin kalınlığı 1,52 mm'dir). Başka bir deyişle, alanlar esasen statik (DC) durumdakilerle aynıdır. Böylece çözümlerden faz hızı, yayılma sabiti ve karakteristik empedans için yaklaşımlar elde edilir. Faz hızı ve yayılma sabiti şu şekilde ifade edilebilir:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \tag{3.18}$$

$$\beta = k_0\sqrt{\epsilon_e} \tag{3.19}$$

Burada ϵ_e, mikroşerit hattının etkin dielektrik sabitidir. Alan çizgilerinin bir kısmı dielektrik katmanda diğer kısmı da havada olduğundan etkin dielektrik sabiti (ϵ_e), $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$ koşulunu sağlamalıdır. Etkin dielektrik sabiti (ϵ_e), dielektrik alt tabaka (substrat) sabitine, dielektrik alt tabaka kalınlığına, iletkenin genişliğine ve çalışma frekansına bağlıdır. Bir mikroşerit hattının etkin dielektrik sabiti,

$$\epsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{d}{w}}} \tag{3.20}$$

olarak ifade edilir (Pozar 2011).

Etkin dielektrik sabiti (ϵ_e), mikroşerit hattının hava ve dielektrik bölgelerinin yerini alan homojen bir ortamın dielektrik sabiti olarak ele alınabilir. Mikroşerit hattın boyutları belli ise öz empedansı (Z_0) aşağıdaki gibi tanımlanır (Pozar 2011):

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}}\ln\left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d}\right) & \frac{w}{d} \leq 1 \; için \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}\left[\frac{w}{d} + 1{,}393 + 0{,}667\ln\left(\frac{w}{d} + 1{,}4444\right)\right]} & \frac{w}{d} \geq 1 \; için \end{cases} \tag{3.21}$$

Burada belirli bir Z_0 ve ε_r için *w/d*,

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \dfrac{8e^{A}}{e^{2A}-2} & \dfrac{w}{d} < 2 \; için \\ \dfrac{\pi}{2}\left[B - 1 - \ln(2B-1) + \dfrac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left\{\ln(B-1) + 0{,}39 - \dfrac{0{,}61}{\varepsilon_r}\right\}\right] & \dfrac{w}{d} > 2 \; için \end{cases} \tag{3.22}$$

olarak ifade edilir. Bu eşitlikteki *A* ve *B* değerleri aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0{,}23 + \frac{0{,}11}{\sqrt{1+\varepsilon_r}}\right) \tag{3.23a}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{3.23b}$$

Bir mikroşerit hattı kuazi-*TEM* hattı olarak düşünürsek, dielektrik kayıptan kaynaklanan zayıflama aşağıdaki şekilde ifade edebilir:

$$\alpha_d = \frac{k_0\varepsilon_r(\varepsilon_r - 1)\tan\delta}{2\sqrt{\varepsilon_r}(\varepsilon_r - 1)} \ \text{Np/m} \tag{3.24}$$

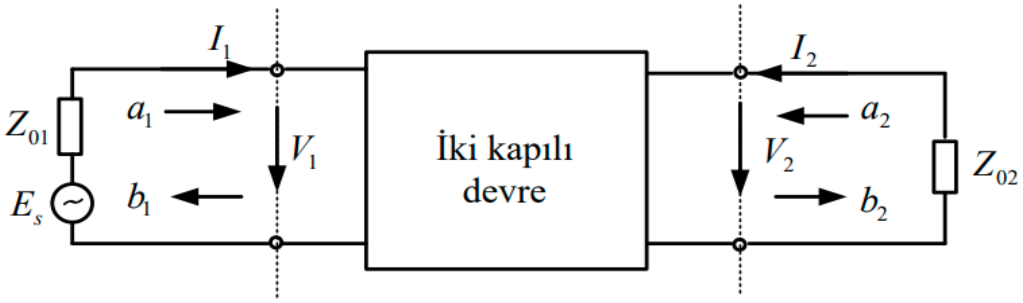
Ayrıca, iletken kaybından kaynaklanan zayıflama ifadesi Eşitlik (3.25)'de verilmiştir.

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 w} \ \text{Np/m} \tag{3.25}$$

Burada R_s, $\sqrt{(\omega\mu_0)/2\sigma}$'ya eşit olan iletken yüzey direncidir. R_s, mikroşerit hatların performansında önemli yer tutmaktadır. Çoğu zaman dielektrik kayıptan daha fazla hat performansına etki eder (Pozar 2011).

3.3. Mikrodalga Devre Analizi

RF/mikrodalga mühendisliğinde önemli bir yer tutan filtreler, istenilen sinyallerin iletilmesi, istenmeyen sinyallerin bastırılması için tercih edilen devre yapılarıdır. Birbirinden farklı metotlarla filtre tasarımları ortaya konulmasına rağmen, filtrelerin devre yapıları benzerdir. İki kapılı bir devre modeli Şekil 3.3'de verilmiştir.



Şekil 3.3. İki kapılı devre ve değişkenleri

Birinci kapıdan verilen ani giriş gerilimi $v_1(t)$

$$v_1(t) = |V_1|\cos(\omega t + \varphi) = Re(V_1 e^{j(\omega t+\varphi)}) = Re(V_1 e^{j\omega t}) \tag{3.26}$$

olarak ifade edilir. Burada Z_{01} 2. portun Z_{02} ile sonlandırılması halinde 1.pottaki giriş empedansını; Z_{02} 1. portun Z_{01} ile sonlandırılması halinde 2. porttaki giriş empedansını; V_1 1. porttaki gerilimi; V_2 2. porttaki gerilimi; I_1 1. porttaki akım değerini; I_2 2. porttaki akım değerini; a_1 ile a_2 gelen dalga değişkenini ve b_1 ile b_2 yansıyan dalga değişkenini göstermektedir. Bu değişkenleri yüksek frekanslarda ölçmek çok kolay değildir. Bu sebepten dolayı dalga değişkenleri ile gerilim ve akım arasındaki ilişki aşağıdaki Eşitlik (3.26a)- (3.26b) denklem ifadeleriyle verilir ($n= 1, 2$) (Şahin 2016).

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \tag{3.27a}$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n) \tag{3.27b}$$

İki kapılı devre için gerilim ifadeleri $V_1 = (V_1^+ + V_1^-)$ ve $V_2 = (V_2^+ + V_2^-)$'dir. Akım ifadeleri $I_1 = 1/Z_{01}\,(V_1^+ - V_1^-)$ ve $I_2 = 1/Z_{02}\,(V_2^+ - V_2^-)$ şeklinde ifade edilir.

3.3.1. Saçılma Parametreleri (S-parametreleri)

İki kapılı bir devrede dalga değişkenleri ile saçılma parametreleri (S-parametreleri) arasındaki bağıntı aşağıdaki ifadelerde verilmiştir (Şahin 2016):

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}\Big|_{a_2=0} \tag{3.28a}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}\Big|_{a_1=0} \tag{3.28b}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_2=0} \tag{3.28c}$$

$$S_{22} = \frac{b_1}{a_2}\Big|_{a_1=0} \tag{3.28d}$$

Dalga denklemlerinden faydalanılarak S matrisi ise,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

olarak ifade edilir.

S_{11}, çıkış portu uygun empedans ile sonlandırıldığında girişteki yansıma katsayısıdır. S_{22}, giriş portu uygun empedans ile sonlandırıldığında çıkıştaki yansıma katsayısıdır. S_{12}, giriş portu uygun empedans ile sonlandırıldığında 2. porttan 1. porta olan geri iletim kazancıdır. S_{21}, çıkış portu uygun empedans ile sonlandırıldığında 1. porttan 2. porta olan ileri iletim kazancıdır (Şahin 2016).

Yansıma katsayısı olan S_{11} ve S_{22} parametreleri ile iletim katsayıları olan S_{12} ve S_{21} parametreleri, mikrodalga devrelerine vektör network analizörü bağlanarak ölçülebilir. Giriş ve çıkış arasındaki araya girme kaybı *IL* ve geri dönüş kaybı ise *RL*,

$$IL = -20log|S_{mn}|\ dB \qquad m,n = 1,2 \tag{3.30a}$$

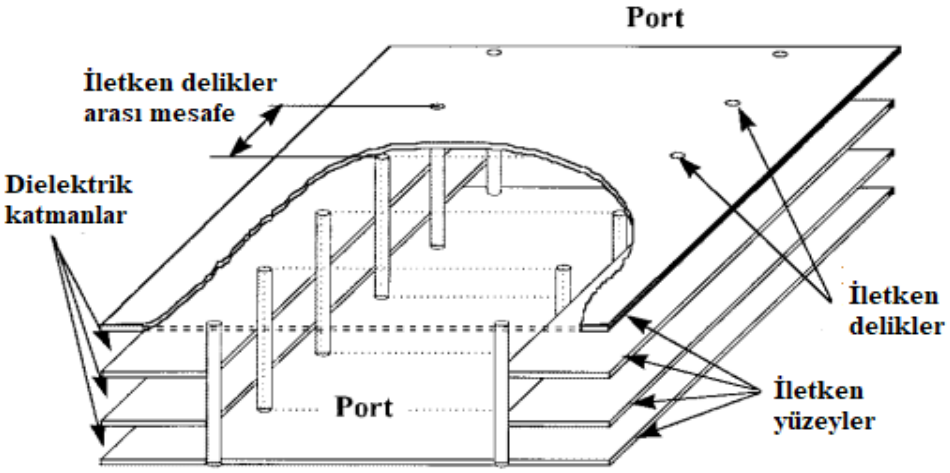
$$RL = -20log|S_{nn}|\ dB \qquad n = 1,2 \tag{3.30b}$$

olarak ifade edilir (Şahin 2016).

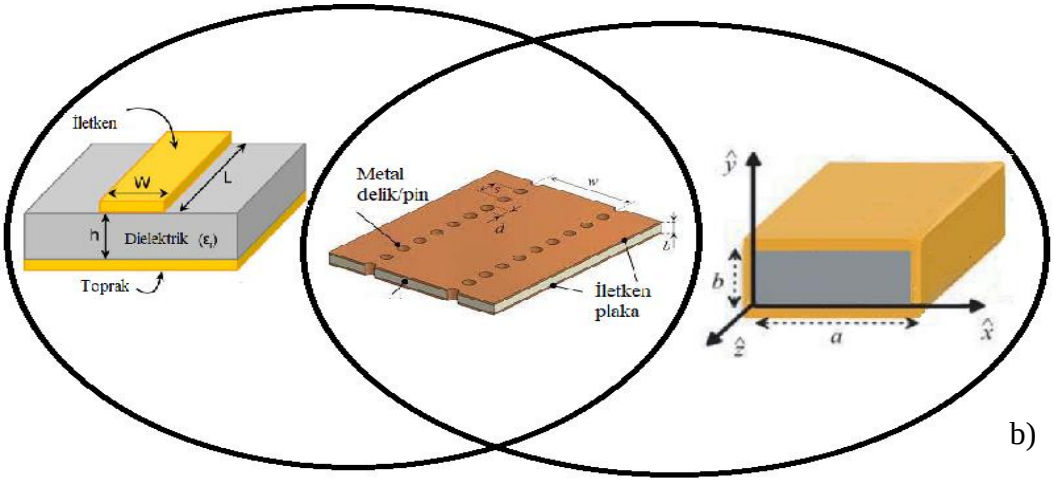
3.4. Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (SIW)

3.4.1. Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (SIW) Tarihsel Gelişimi

Yüzey tümleşik laminent yapıların tarihteki ilk örneklerinden birisi 1998 yılında Uchimura ve ark. (1998) tarafından ortaya konulmuştur. Mikroşerit hat ile geleneksel dikdörtgen dalga kılavuzunun frekans tepkileri incelendiğinde ortak kesişim bölgesinde SIW yapının yer aldığı görülür. Mikroşerit hattın üretim maliyeti düşüktür. Bunun yanında yüksek iletim kaybı ve yüksek elektromanyetik girişim sorunu bulunmaktadır. Dikdörtgen dalga kılavuzu ise düşük iletim kayıplı ve elektromanyetik girişim sorunu olmayan iletim hattıdır. Bununla beraber dikdörtgen dalga kılavuzunun üretim maliyeti yüksek ve düzlemsel olmaması nedeniyle mikrodalga devreleriyle arasında ciddi entegrasyon sorunu bulunmaktadır. İletim hattının tarihsel gelişimi incelendiğinde, mikroşerit hat ile geleneksel dikdörtgen dalga kılavuzunun avantaj ve dezavantajlara göre oluşan teknolojik boşluğu gidermek için SIW yapının ortaya konulduğu görülmektedir. Mikroşerit hat ve dikdörtgen dalga kılavuzunun avantajları bir araya getirilerek düzlemsel, düşük iletim kayıplı, düşük maliyetli ve düşük elektromanyetik girişimli SIW denilen yüzey tümleşik dalga kılavuzları teknolojisi geliştirilmiştir. SIW yapının tarihteki ilk örneği ile yeni bir mimari olan SIW yapının mikroşerit hat ve dikdörtgen dalga kılavuzuyla karşılaştırılması Şekil 3.4'de yer almaktadır.



a)



b)

Şekil 3.4. Yüzey Tümleşik dalga kılavuzu: (a) Tarihteki ilk örneklerinden birisi (Uchimura ve ark. 1998) (b) Mikroşerit hat ve dikdörtgen dalga kılavuz ile karşılaştırması

SIW teknolojisi daha sonra aktif devreler, pasif bileşenler, güç bölücüler, yönlü bağlaçlar ve antenler dâhil olmak üzere birkaç mikrodalga dalga bileşenine uygulanmıştır. Yüzey tümleşik dalga kılavuzu teknikleri çok daha önce kavram olarak önerilmiş ve bu teknolojinin patenti alınmıştır. SIW geometrisinin yüzey tümleşik devreler (Substrate integrated circuits) kavramı içinde kabul edildiği 2000 yılına kadar bu çalışmaya pek odaklanılmamıştır.

3.4.2. Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (SIW) Teknolojisi

Mikrodalga filtrelerinin geliştirilmesinde, iletim kayıpları en çok dikkate alınan filtre tasarım konularından birisidir. Bu konu, materyal ve model seçimini doğrudan etkiler. SIW yapılarının kaybı, temel olarak dielektrik ve iletken kayıplarından kaynaklanır. SIW geometrisi düzlemsel dalga kılavuzu şeklinde olduğu için radyasyon kayıpları düşüktür. İletim hatlarının devrelerinde toplam iletim kaybı, frekans arttıkça artar. Bu kayıp artışı, yüzey pürüzlülüğü ve alt tabakanın kalınlığı ile doğrudan ilgilidir. Daha yüksek milimetre dalga frekanslarında yüzey pürüzlülüğü dikkate alınmalıdır. Geçiş deliklerinin ve metal kaplamanın elektriksel ve mekanik kalitesi de genellikle karakterize edilmesi zor olan bu kayıp etkisi için kritik öneme sahiptir. Çizelge 3.1'de, SIW iletim hattının kalite faktörü, 50 Ω mikroşerit hat ve içi hava dolu standart dikdörtgen dalga kılavuzunun kalite faktörüyle karşılaştırılarak verilmiştir. Düşük

maliyetli PCB işlemiyle üretilen bir SIW'in kalite faktörü, düşük maliyetli bir mikroşerit hattın kalite faktöründen önemli ölçüde daha büyüktür. Ancak SIW, maliyetli ve hacimli bir standart dalga kılavuzundan daha düşük bir kalite faktörüne sahiptir. Bu karşılaştırma, yeni SIW filtre teknolojisinin sağladığı düşük maliyetli ve yüksek kalite faktörlü filtre tasarımı imkanı sayesinde SIW yapıların kayıp ve maliyet arasında mükemmel bir denge sunduğunu açıkça göstermektedir (Chen ve Wu, 2014).

Çizelge 3.1 İletim hattı teknolojilerinden mikroşerit hat, SIW ve dalga kılavuzunun kalite faktörünün karşılaştırılması (Wood, 2005)

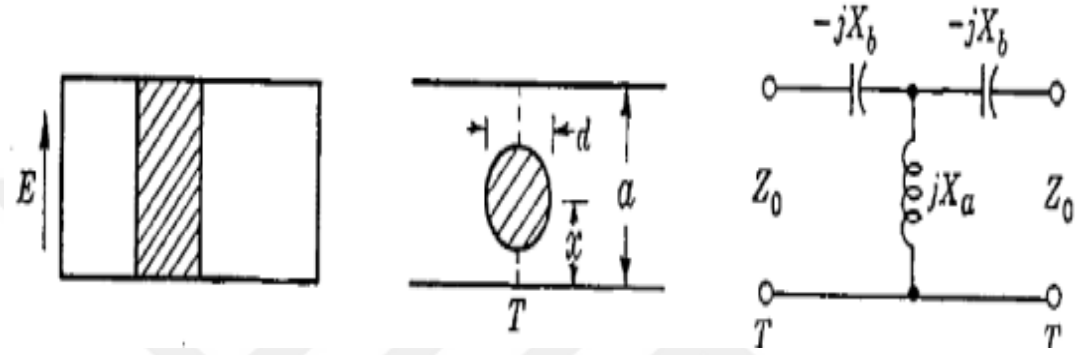
	50Ω Mikroşerit Hat	**İçi Boş Standart Dalga Kılavuzu**	**SIW**
Kullanılan materyalin parametre değerleri	εr=2,33; h=0,254 mm	WR28	εr=2,33; $tan\delta$=0,0005; h=0,254 mm, w=5,08 mm
Kalite faktörü	42	4613	462

Düzlemsel dikdörtgen dalga kılavuzları olarak da isimlendirilen SIW yapıların üzerinde, dielektrik malzemesinin yüksekliğinde iki dizi iletken pinler bulunur. Üst ve alt katman ince iletken yüzeydir.

SIW yapılar, dikdörtgen dalga kılavuzları ile benzer propagasyon karakteristiği ortaya koyarlar. Bu benzerlik sayesinde dikdörtgen dalga kılavuzlarının analizinde kullanılan yöntemler, SIW dalga kılavuzları için de kullanılmaktadır. SIW yapıları yüksek kalite faktörüne ve yüksek güç transferine sahip yapılardır. SIW dalga kılavuzlarının düzlemsel olmaları nedeniyle ile hem aktif hem de pasif devre elamanlarıyla entegrasyonu mümkündür. SIW yapılar ile diğer devre yapılarının entregrasyonda ilave teknolojilere ihtiyaç duyulmaması sayesinde iletim kayıplarında artış gözlemlenmez (Berksoy 2013).

SIW içerine yerleştirilen iletken pinler, bir elektronik duvar görevi görmesi nedeniyle elektronik elemanlar arasındaki bağlantıyı (kuplaj) azaltmak için uzun zamandır PCB imalatında yaygın olarak kullanılmaktadır. Elektromanyetik dalganın en az kayıpla

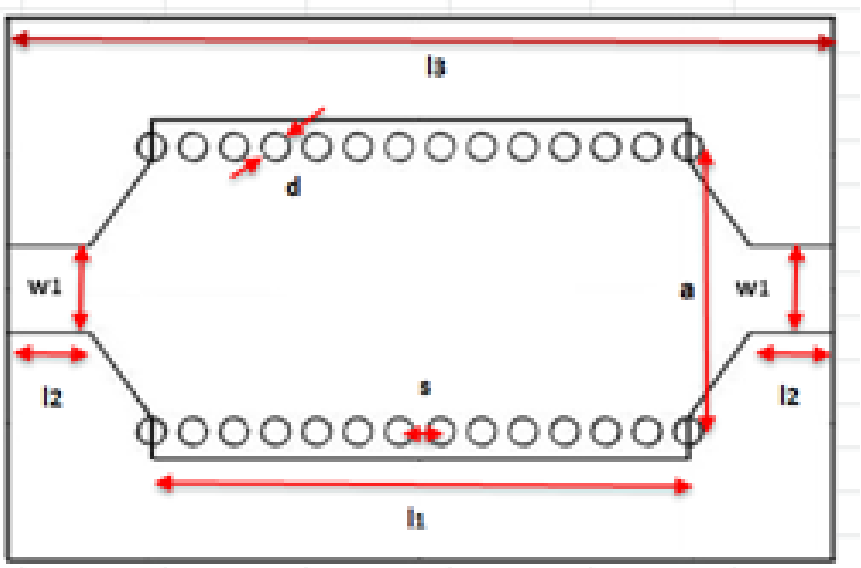
yayılımı (propagasyon) iletim hattı tasarımlarında birinci derece esas alınan konulardan birisidir. Alt ve üst iletken yüzeylere temas eden aynı sıradaki iletken silindirik pinler birer iletken duvar meydana getirir ve bu iletken duvar kayıpları önemli oranda azaltır. Bu model sebebiyle SIW yapıları, dikdörtgen dalga kılavuzunun düzlemsel formatı olarak kabul edilmektedir. Şekil 3.5'de SIW'de iletken duvarı oluşturan bir iletken pinin dikey kesiti, üstten görünümü ve eşdeğer devresi verilmiştir (Wu 2015).



a) b) c)

Şekil 3.5. SIW iletken pin: (a) Dikey kesit (b) Üstten görünüm (c) Eşdeğer devre (Wu 2015)

Şekil 3.6'de ise sıralı iki dizi halinde 14 adet metalik iletken pini ve parametreleri içeren SIW filtre yapısı üstten bakış açısıyla görülmektedir. Filtre üretim çalışmalarında tercih edilen Rogers 4003C substrat malzemenin dielektrik sabitinin ($\mathcal{E}r$) değeri 3,38; dielektrik kayıp tanjantının değeri 0,0022 ve yüksekliğinin değeri 1,52 mm'dir. Bu değerler baz alınarak, filtre tasarım modelleri oluşturulmuştur.



Şekil 3.6. İki portlu SIW filtre ve parametreleri (Üstten Görünüm)

Metalik iletken pinlerin çap uzunluğu *d*, iki komşu metalik iletkenin merkezleri arasındaki uzunluk *s*, *TE* mod değerleri *m ve n*, kullanılan dielektrik substrat malzemenin yüksekliği *b*, bir birine paralel iki metalik pin sırası arasındaki uzunluk *a* ve *a*'nın etkin değeri a_{eff}'dir. SIW filtre tasarımına ait eşitlikler aşağıda verilmiştir (Pozar 2011).

Yüksek geçiren SIW filtrenin kesim frekansı:

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{3.31}$$

olarak ifade edilir.

Yüksek geçiren SIW filtrenin efektif *a* uzunluğu (a_{eff}):

$$a_{eff} = a - 1{,}08\frac{d^2}{s} + 0{,}1\frac{d^2}{a} \tag{3.32}$$

olarak ifade edilir (Cassivi ve ark. 2002, Pozar 2011).

Filtrenin kılavuz dalga boyu uzunluğu ise şu şekilde ifade edilir:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{(2\pi f)^2 \varepsilon_r}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a_{eff}}\right)^2}} \tag{3.33}$$

SIW filtredeki araya girme kaybı (L_A):

$$L_A = -20\log|S_{mn}|\ dB \quad m,n = 1,2\ (m \neq n) \tag{3.34}$$

olarak ifade edilir. SIW filtredeki geri dönüş kaybı (L_R) eşitliği:

$$L_R = 20\log|S_{nn}|\ dB \quad n = 1,2 \tag{3.35}$$

olarak verilmektedir. Bant geçiren/durduran filtrenin merkez frekansı, yayılma sabiti ve *TE₁₀* modunun dalga empedansı aşağıdaki gibi ifade edilir:

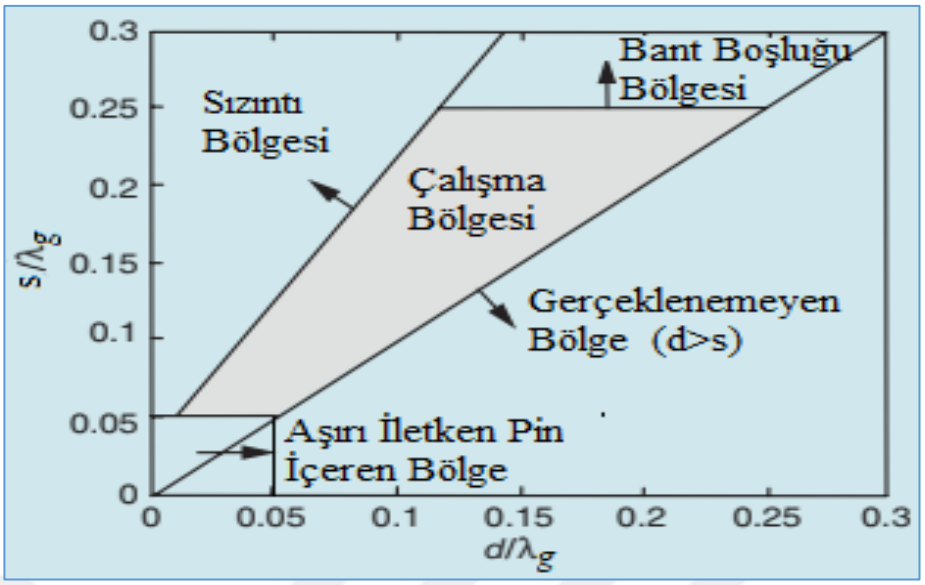
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \tag{3.36a}$$

$$\beta = \sqrt{(\omega^2 \mu \varepsilon) - \left(\frac{\pi}{a_{eff}}\right)^2} \tag{3.36b}$$

$$Z_{TE} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{\omega\mu\lambda_g}{2\pi} = \frac{\eta}{\sqrt{1-\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}} \tag{3.36c}$$

Düzlemsel dalga kılavuzlarında olduğu gibi SIW filtrelerde baskın mod *TE₁₀* modudur. SIW filtre tasarımında ciddi radyasyon kayıpları yaşamamak için $s/d \leq 2$ ve $d < \lambda_g/5$ tasarım sınır şartları sağlanmalıdır (Bozzi ve ark. 2009a).

SIW'deki *d*, *s*, ve λ_g parametrelerine göre Bozzi ve ark. (2009a)'nın $s/d \leq 2$ ve $d < \lambda_g/5$ iki genel koşul ifadesiyle ortaya koyduğu çalışma bölgesi Şekil 3.7'de kapsamlı olarak verilmiştir (Chen ve Wu 2014).



Şekil 3.7. SIW çalışma bölgesi (Chen ve Wu, 2014)

Silindirik iletken pinlerin birbirine temas etme durumu oluşacağı için $d>s$ bölgesi filtre tasarımında "Gerçeklenemeyen Bölge" olarak isimlendirilir. Oldukça küçük çaplı silindirik iletken pinlerin filtrenin dayanıklılık noktasında zayıf kalmasına neden olacağı için "Aşırı İletken Pin İçeren Bölge", filtre tasarımda tercih edilmez.

Bozzi ve ark. (2009a), $s/d \leq 2$ ve $d < \lambda_g/5$ iki genel tasarım koşul ifadesini çalışmalarında ortaya koymuşlardır. Bu koşullara referans aldıkları temel eşitsizlikler (3.37a)-(3.37d)'de verilmiştir. α toplam kayıp (iletken, dielektrik ve sızıntı kaybı toplamı) ve k dalga sayısı olmak üzere, eşitsizlikler aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$s > d, \tag{3.37a}$$

$$\frac{s}{\lambda_g} < 0{,}25, \tag{3.37b}$$

$$\frac{\alpha}{k} < 0{,}0001, \tag{3.37c}$$

$$\frac{s}{\lambda_g} > 0{,}05 \tag{3.37d}$$

Dielektrik kayıptan oluşan zayıflama (Np/m):

$$\alpha_d = \frac{k^2 \tan(\delta)}{2\beta} \tag{3.38}$$

olarak ifade edilir. İletim kayıplarından kaynaklı zayıflama (Np/m) ise şu şekilde verilir:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{a_{eff}^3 h\beta k\eta}(2h\pi^2 + a_{eff}^3 k^2) \tag{3.39}$$

Sızıntı kayıplarından kaynaklı zayıflama (dB/m) ise:

$$\alpha_r = \frac{(\frac{1}{a_{eff}})\left(\frac{d}{a_{eff}}\right)^{2,84}(\frac{s}{d}-1)^{6,28}}{4{,}85\sqrt{(\frac{2a_{eff}}{\left(\frac{\lambda_c}{\sqrt{\varepsilon_r}}\right)})^2 - 1}} \tag{3.40}$$

olarak verilmiştir (Bozzi ve ark. 2009a). Böylece toplam zayıflama:

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c + \alpha_r \tag{3.41}$$

olarak ifade edilir. (3.37a) koşulu, devrenin fiziksel olarak gerçekleştirilebilmesi için iletken pin merkezleri arası mesafenin silindir çapından daha büyük olması gerektiğini ifade eder. (3.37b) koşulu, *TE₁₀* modunda iletken silindirler arasında oluşabilecek bant boşluğundan sakınmak için ortaya konmuştur. Sızıntı kayıplarının (Radyasyon kayıpları) ihmal edilebilir düzeyde olması için (3.37c)'ye uygunluk sağlanmalıdır. İhmal edilebilir kaçak kayıplar için en kısıtlayıcı ve genel bir koşul $s/d \leq 2$'dir. Filtrenin iletken pinlerin bir kuvvet altında dayanıklılığı önemlidir. Bu durum mekanik rijitliği olarak değerlendirilir. Bu nedenle filtrenin mekanik rijitliğinin olumsuz etkilenmemesi için iletken silindirler arası mesafe, (3.37d)'de belirtildiği gibi kılavuz dalga boyunun %20'sini geçmemelidir.

3.5. Filtreleme Temelleri

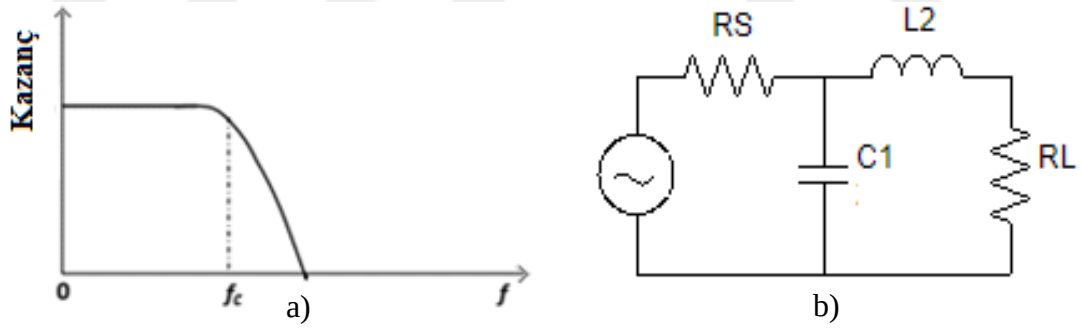
EM sinyalleri belirli bir frekans aralığında ileten, bunun dışındaki frekans değerine sahip elektromanyetik sinyallerin geçişini engelleyen bir devre elamanına filtre denir. Frekans yanıtı ve transfer fonksiyonunu baz alınarak filtre çeşitleri verilmiştir.

3.5.1. Frekans Yanıt Karakteristiğine Göre Filtre Çeşitleri

Filtreler; frekans tepkilerine göre alçak geçiren, yüksek geçiren, bant durduran veya bant geçiren filtre olarak sınıflandırılır.

3.5.1.1. Alçak Geçiren Filtre

Alçak geçiren filtre, 0 Hz frekansı ile kesim frekansı (f_c) arasındaki tüm elektromanyetik sinyalleri geçiren filtredir. Ayrıca kesim frekansının üzerindeki tüm sinyalleri zayıflatır. Kesim frekansı f_c olan bir alçak geçiren filtre karakteristiği Şekil 3.8'de yer almaktadır.

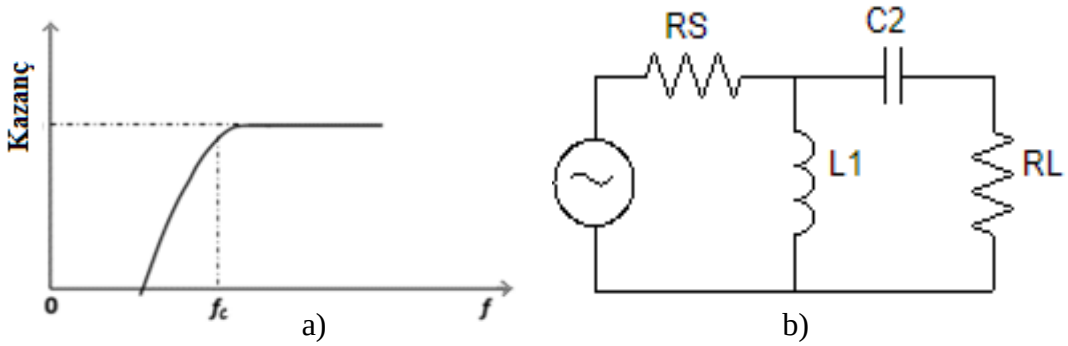


Şekil 3.8. Alçak geçiren filtre: (a) Frekans tepkisi (b) 2. Dereceden Chebyshev eşdeğer devresi (Nwajana, 2017)

3.5.1.2. Yüksek Geçiren Filtre

Yüksek geçiren filtre, alçak geçiren filtrenin tam zıttıdır. Tüm elektromanyetik sinyal bileşenlerini; kesim frekansının (f_c) üstünde iletirken, kesim frekansının altındaki tüm düşük frekanslı sinyal bileşenlerini büyük ölçüde zayıflatır. Zayıflamanın kapsamı filtre

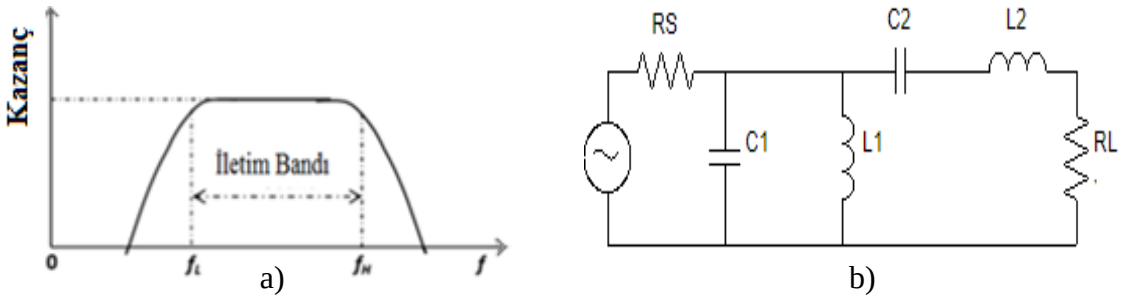
tasarımına bağlıdır. Kesim frekansı f_c olan bir yüksek geçiren filtre karakteristiği Şekil 3.9'da yer almaktadır.



Şekil 3.9. Yüksek geçiren filtre: (a) Frekans tepkisi (b) 2. Dereceden Chebyshev eşdeğer devresi (Nwajana 2017)

3.5.1.3. Bant Geçiren Filtre

Bant geçiren filtre, alt kesim frekansı (f_L) ile üst kesim frekansı (f_H) arasındaki bandın dışında kalan diğer tüm elektromanyetik sinyal bileşenlerini zayıflatıp reddederken, bu iki frekans aralığında kalan tüm sinyalleri ise iletir. Alçak geçiren filtre ile yüksek geçiren filtre birleştirilerek bir bant geçiren filtre oluşturulabilir. Şekil 3.10'da Chebyshev bant geçiren filtrenin frekans tepkisi ve eşdeğer devresi yer almaktadır.



Şekil 3.10. Bant geçiren filtre: (a) Frekans tepkisi (b) 2. Dereceden Chebyshev eşdeğer devresi (Nwajana 2017)

Bant geçiren filtrede, f_0 merkez frekansı, f_H üst kesim frekansı ve f_L alt kesim frekansı ve *FBW* kısmi bant genişliğini göstermektedir. Kısmi bant genişliği ve merkez frekansı:

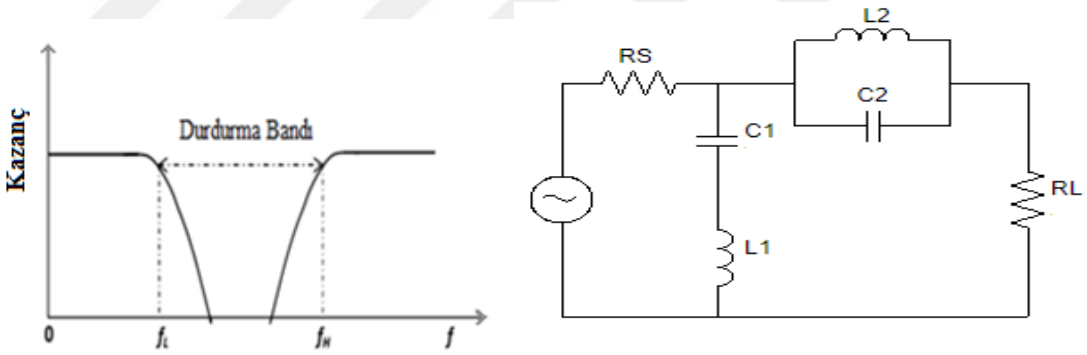
$$FBW = \frac{f_H - f_L}{f_0} \tag{3.42a}$$

$$f_0 = \sqrt{f_H f_L} \tag{3.42b}$$

olarak ifade edilir (Nwajana 2017).

3.5.1.4. Bant Durduran Filtre

Bant durduran filtre, bant geçiren filtrenin tam tersidir. Bu filtre türü, belirli bir frekans bandına giren sinyal bileşenlerini reddeder veya zayıflatır, ancak belirtilen frekans bandının dışında kalan tüm diğer sinyal bileşenlerini geçirir. Şekil 3.11'de gösterilen alt kesim frekansı olarak f_L ve üst kesim frekansı olarak f_H olan bir bant durduran filtre, diğer tüm sinyal bileşenlerini iletirken durdurma bandı [f_L - f_H] aralığında kalan sinyal bileşenlerini durduracaktır.



a) b)

Şekil 3.11. Bant durduran filtre: (a) Frekans tepkisi (b) 2. Dereceden Chebyshev eşdeğer devresi (Nwajana 2017)

Bant durduran filtrede, f_0 merkez frekansını, f_H üst kesim frekansını, f_L alt kesim frekansını ve *FBW* kısmi bant genişliğini göstermektedir. Kısmi bant genişliği ve merkez frekansı:

$$FBW = \frac{f_H - f_L}{f_0} \tag{3.43a}$$

$$f_0 = \sqrt{f_H f_L} \tag{3.43b}$$

olarak ifade edilir (Nwajana 2017).

3.5.2. Transfer Fonksiyonuna Göre Filtre

Bir filtrenin transfer fonksiyonu T(ω), çıkış gerilimi $V_{çıkış}(\omega)$ ve giriş gerilimi $V_{giriş}(\omega)$ arasındaki ilişki:

$$T(\omega) = \frac{V_{çıkış}\,(\omega)}{V_{giriş}(\omega)} \tag{3.44}$$

olarak ifade edilir. ω, radyan cinsinden frekans değişkenidir. Filtreler transfer fonksiyonuna göre Butterworth, Chebyshev ve Eliptik filtre olarak ifade edilir.

3.5.2.1. Butterworth Filtre

Bir Butterworth filtre yanıtı, Şekil 3.12'de gösterildiği gibi geçiş bandının maksimum düzeyde düz olması nedeniyle maksimum düzeyde düz bir filtre yanıtı olarak da adlandırılır.

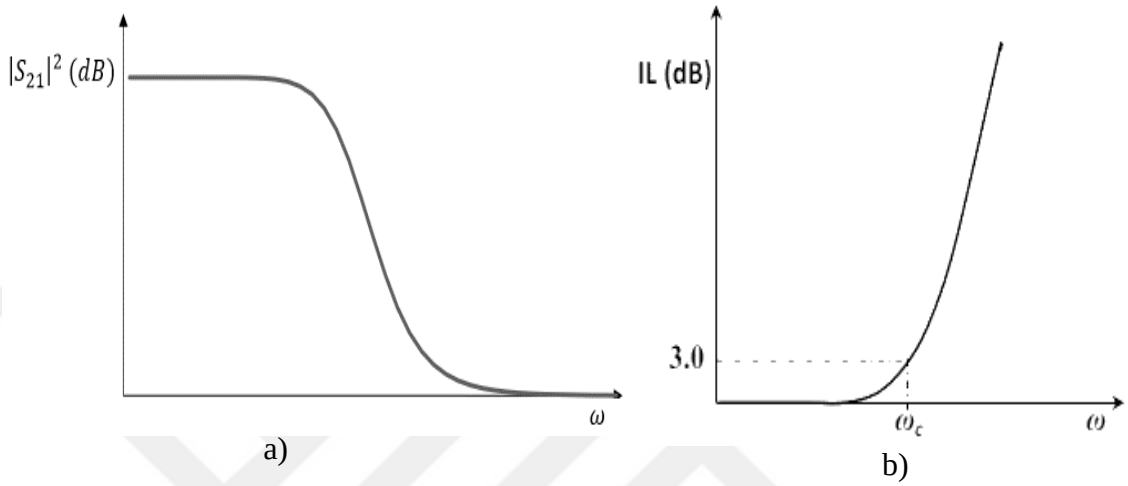
Butterworth filtre, hem Chebyshev hem de Eliptik filtre yanıtlarından daha yavaş bir geçiş özelliğine sahiptir. Butterworth veya maksimum düz filtre yanıtının transfer fonksiyonu Eşitlik (3.45a)'da verilmiştir. Eşitlik (3.45b)'de ise transfer fonksiyonun desibel (dB) karşılığı olan $|S_{21}(\omega)|$ ifadesi yer almaktadır (Nwajana 2017).

$$|T(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}} \tag{3.45a}$$

$$|S_{21}(\omega)| = 20\ log_{10}|T(\omega)| = -10log_{10}\left|1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}\right|\ (dB) \tag{3.45b}$$

Burada *IL* araya girme kaybı; *n* filtrenin reaktif eleman sayısını da gösteren derecesi; ω açısal frekans ve ω_c açısal kesim frekansıdır.

Şekil 3.12'de 5. dereceden Butterworth alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi ve araya girme kaybı değerleri, açısal frekansa göre yer almaktadır.



Şekil 3.12. Butterworth 5. dereceden en düz alçak geçiren filtre: a) Frekans tepkisi b) Araya Girme Kaybı (Arslan 2020, Nwajana 2017)

3.5.2.2. Chebyshev Filtre

Chebyshev filtre frekans yanıtı, Şekil 3.13'de gösterildiği gibi eşit dalgalanmaya ve en düz olan bir durdurma bandına sahip bir iletim bandına sahiptir. ε dalgalanma faktörü; C_n Chebyshev polinomu; P_r iletim bandı dalgalanması ve *RL* geri dönüş kaybıdır. Chebyshev filtre, Butterworth ve Eliptik filtre frekans yanıtlarıyla karşılaştırıldığında orta düzeyde bir geçişe sahiptir. Chebyshev filtre yanıtının transfer fonksiyonu Eşitlik (3.46a)'da, filtrenin içerisinden geçen sinyalin yansıma değerini gösteren geri dönüş kaybı (*RL*) Eşitlik (3.46b)'de verilmiştir. Ayrıca transfer fonksiyonun desibel (dB) karşılığı olan $|S_{21}(\omega)|$ ifadesi verilmiştir (Nwajana 2017).

$$|T(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\varepsilon C_n \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right)^2}} \tag{3.46a}$$

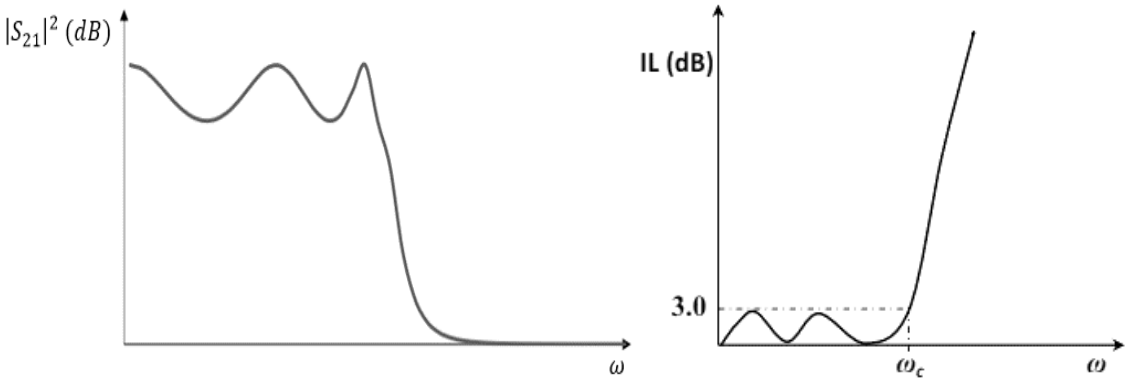
$$RL = 10\log(1 - |S_{21}(\omega)|^2)\ (dB) \quad (3.46b)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{P_r}{10}} - 1} = \sqrt{\frac{10^{\frac{-RL}{10}}}{1 - 10^{\frac{-RL}{10}}}} \quad (3.46c)$$

$$|S_{21}(\omega)| = 20\ log_{10}|T(\omega)| = -10log_{10}\left|1 + \left(\varepsilon C_n\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right)^2\right|\ (dB) \quad (3.46d)$$

Burada ε dalgalanma faktörü; C_n Chebyshev polinomu; P_r iletim bandı dalgalanması ve RL geri dönüş kaybıdır.

Şekil 3.13'de 0,5 dB dalgalanma faktörlü 5. dereceden Chebyshev alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi ve araya girme kaybı değerleri, açısal frekansa göre yer almaktadır.



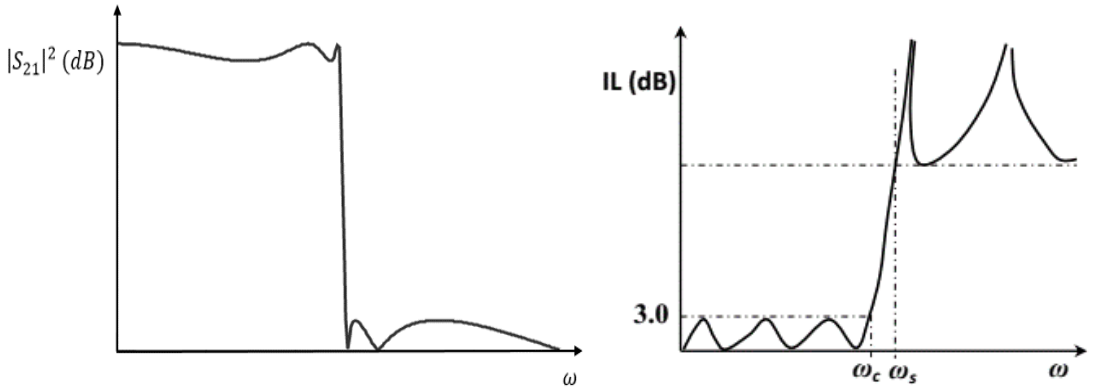
a) b)

Şekil 3.13. 5. dereceden Chebyshev alçak geçiren filtre: a) Frekans tepkisi b) Araya Girme Kaybı (Arslan 2020, Nwajana 2017)

3.5.2.3. Eliptik Filtre

Eliptik bir filtre yanıtı, Şekil 3.14'de gösterildiği gibi hem iletim bandında hem de durdurma bandında eşit dalgalanma davranışı sergiler. Bu filtre kategorisi, Butterworth ve Chebyshev filtre yanıtlarıyla karşılaştırıldığında nispeten keskin bir geçişe sahiptir. Filtre tasarımında frekans seçiciliği ve araya girme kaybı önemli ise eliptik filtreler

tercih edilmektedir (Nwajana 2017). Şekil 3.14'de Eliptik alçak geçiren filtrenin frekans tepkisi ve araya girme kaybı değerleri, açısal frekansa göre yer almaktadır.



a) b)

Şekil 3.14. 5. dereceden Eliptik alçak geçiren filtre: a) Frekans tepkisi b) Araya Girme Kaybı (Arslan 2020, Nwajana 2017)

ω_s eşit dalgalanmalı durdurma bandının başladığı frekansı ve $F_n(\omega)$ eliptik fonksiyon sabitidir. Filtrenin $|S_{21}(\omega)|$:

$$|S_{21}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 * {F_n}^2(\omega)}}\ (dB) \tag{3.47}$$

olarak ifade edilir (Arslan 2020).

Butterworth filtrenin, iletim bandı maksimum düzeyde düz bir filtre yanıtı vardır. Chebyshev filtrenin iletim ve durdurma bandı arasında keskin bir geçiş bandı olurken dalgalanmaya izin veren bir filtre yanıtı vardır. Eliptik filtrenin ise iletim bandında da durdurma bandında da benzer dalgalanma yapan filtre yanıtı vardır. Transfer fonksiyonuna göre filtre çeşidi belirlendikten sonra filtre tasarım aşamasında araya girme kaybı (*IL*), filtrenin derecesi (*n*); açısal kesim frekansı (ω_c), bant genişliği (*BW*) ve dalgalanma değeri (R_{dB}) parametreleri dikkate alınan önemli parametrelerdir

3.5.3. Araya Girme Kaybı Yöntemini Kullanarak Filtre Tasarımı

Kusursuz bir filtre, iletim bandında sıfır araya girme kaybı ve durdurma bandında sonsuz zayıflama özellikleri göstermelidir.

Araya girme kaybı yöntemi, istenen filtre yanıtını elde edebilme sürecinde iletim bandı ve durdurma bandının genliği ve fazı üzerinde üst düzey kontrol imkânı sağlar. Filtre tasarımında araya girme kaybı değeri temel alınıyorsa binom yanıtı tercih edilir. Daha keskin frekans yanıtı isteniyorsa Chebyshev yanıtı tercih edilir. Bu tez çalışmasındaki Mikroşerit-SIW filtre tasarımlarında keskin frekans yanıtı elde edebilmek için Chebyshev yanıtı tercih edilmiştir.

Araya girme kaybı yönteminde filtre yanıtı, ekleme kaybı olarak ortaya konan güç kaybı oranı P_{LR} ile ifade edilir. Kaynağın gücünün yüke iletilen güce oranıdır,

$$P_{LR} = \frac{P_{kaynak}}{P_{yük}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \tag{3.48}$$

olarak ifade edilir.

Araya girme kaybı dB olarak ifade edilirse, $IL = 10\log(P_{LR})$ değerine eşittir. Burada $|\Gamma(\omega)|^2$

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)} \tag{3.49}$$

olarak ifade edilir. Burada M ve N, reel polinomlardır.

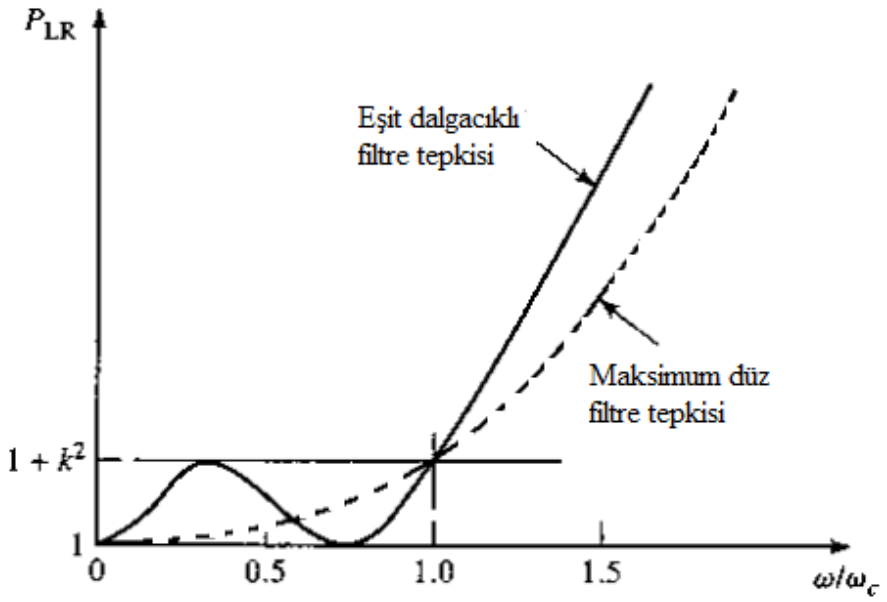
Eşitlik (3.49), Eşitlik (3.48)'de yerine konulursa güç kaybı oranı, M ve N cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \tag{3.50}$$

Daha keskin frekans yanıtı için filtre tasarımında Chebyshev filtre yapıları tercih edildiği için *N*'inci mertebeden Chebyshev *eşit dalgacıklı* filtre tepkisi bir alçak geçiren filtre tepkisi şu şekildedir:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \tag{3.51}$$

Şekil 3.15'de eşit dalgalı ve maksimum düz dalgalı 3. mertebeden alçak geçiren filtre yanıtlarının karşılaştırılması yer almaktadır. Şekilde gösterildiği gibi, geçiş bandı yanıtının genliği *1 + k²* dalgalanmalarına sahip olmasına rağmen, $T_N(x)$ fonksiyonu $|x^2|<=1$ için (-1, +1) değer aralığında değişim gösterdiğinden, daha keskin bir filtre elde edilir. Chebyshev *eşit dalgacıklı* filtre tepkisi sayesinde daha düşük anahtarlama süresi elde edilir.



Şekil 3.15. Eşit dalgalı ve maksimum düz dalgalı 3. mertebeden alçak geçiren filtre yanıtlarının karşılaştırılması (Pozar 2011)

Kesim frekansı ω_c = 1 rad/sn olan eşit dalgalı alçak geçişli bir filtre için, Eşitlik (3.51)'den gelen güç kaybı oranı şu şekilde ifade edilir.

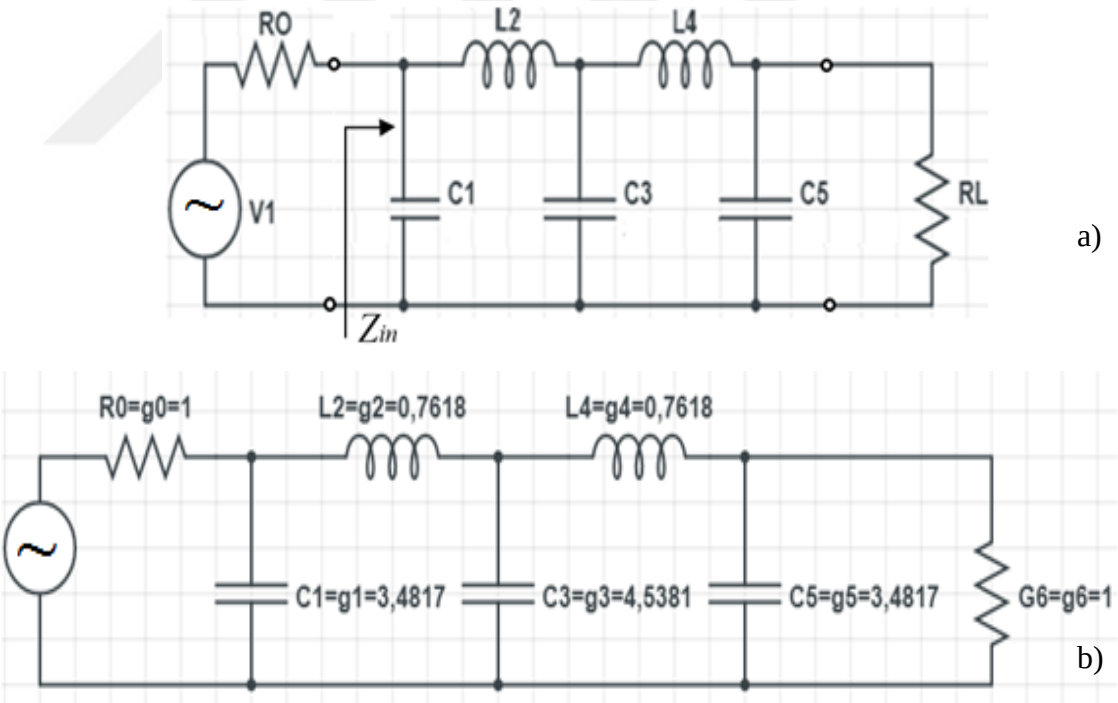
$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2(\omega) \tag{3.52}$$

$T_N(0)$ fonksiyonu,

$$T_N(0) = \begin{cases} 0, & N\ tek\ ise \\ 1, & N\ çift\ ise \end{cases} \tag{3.53}$$

değerini alır. Burada, geçiş bandındaki dalgalanma düzeyi *1* + k$^{2'}$dir. Eşitlik (3.52), filtrenin *N* tek mertebesi için ω = 0'da bir birim güç kaybı oranına, ancak *N* çift için ω = 0'da *1* + k^2 güç kaybı oranına eşit olduğunu ifade eder. Bu nedenle, *N*'ye bağlı olarak dikkate alınması gereken iki durum vardır (Pozar 2011).

Şekil 3.16'da 5. mertebeden alçak geçiren filtre devreleri yer almaktadır.



Şekil 3.16. 5. mertebeden alçak geçiren filtre: (a) Filtre prototip devresi b) Paralel elemanla başlayan merdiven devresi

Çalışmada tasarlanan 3,75 GHz kesim frekanslı (f_c); 3,0 dB dalgalanma faktörlü; 5. mertebeden, R_0= 50 Ω ve R_L= 50 Ω olan alçak geçiren filtrenin prototip elaman değerleri $g_{0=}1$; g_1=0,7618; g_2=0,7618; g_3=4,5381; g_4=0,7618, g_5=3,4817 ve g_6=1'dir.

İkinci dereceden Chebyshev polinomu $T_2(x)= 2x^2+1$ ve 2. mertebeden bir alçak geçiren filtrenin güç kaybı oranı $P_{LR}= 1 +(1/(4R))[(1 - R)^2 + (R^2C^2 + L^2 - 2LCR^2)\omega^2 + L^2C^2 R^2\omega^4]$'tür. Eşitlik (3.52), bu güç kaybı oranına eşitlendiğinde

$$1 + k^2(4\omega^2 - 4\omega^2 + 1) = 1 + \frac{1}{4R}[(1 - R)^2 + (R^2C^2 + L^2 - 2LCR^2)\omega^2 + L^2C^2R^2\omega^2] \qquad (3.54)$$

ifadesi elde edilir.

ω= 0 iken, dalgalanma seviyesi (k^2) belli ise R, L ve C için devre çözümü aşağıda verilmiştir.

$$k^2 = \frac{(1 - R)^2}{4R} \qquad (3.55)$$

Buradan R denklemin sol tarafına çekilirse:

$$R = 1 + 2k^2 \pm 2k\sqrt{1 + k^2} \qquad (N \text{ çift değerde iken}) \qquad (3.56)$$

olarak bulunur. ω^2 ve ω^4'ün katsayıları birbirine eşitlenir L ve C'yi bulabilecek bağıntılar elde edilmiş olur.

$$4k^2 = \frac{1}{4R}L^2C^2R^2,$$
$$-4k^2 = \frac{1}{4R}(R^2C^2 + L^2 - 2LCR^2) \qquad (3.57)$$

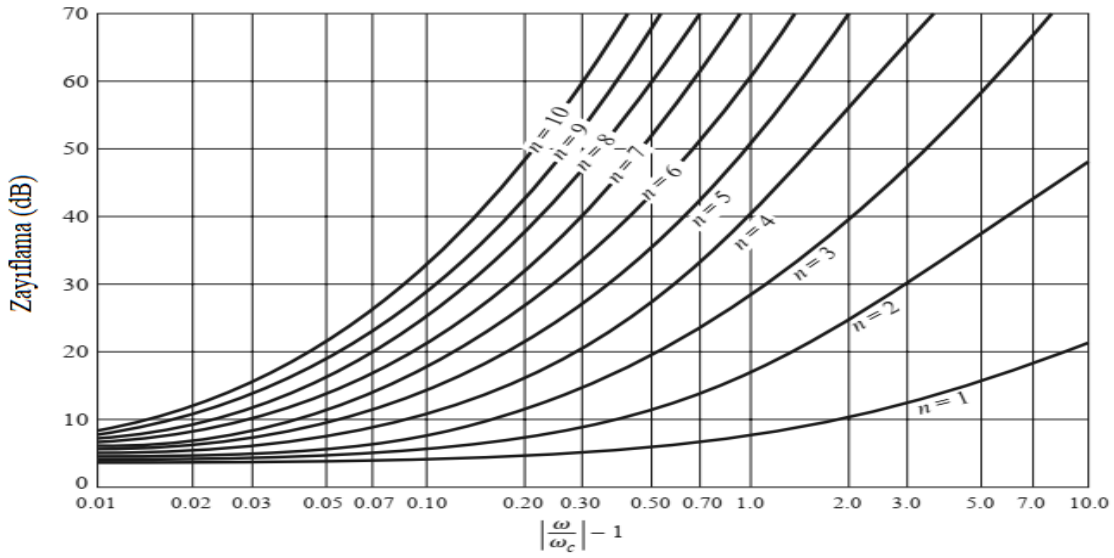
şeklinde bulunur (Pozar 2011). Çeyrek dalga dönüştürücü vasıtasıyla N'yi tek yapmak için ek ilave filtre elemanı kullanılarak sorun aşılabilir. Tek *N* değişkenleri için, *R* = 1 olduğu gösterilebilir (Bunun nedeni, *N'*nin tek değerleri için ω = 0'da birim güç kaybı oranı olmasıdır). Normalleştirilmiş bir kaynak empedansı ve kesim frekansı (ω'_c=1 rad/s) ile eşit dalgalı düşük geçişli filtreler tasarlamak için gerekli tablolar Çizelge 3.2'de verilmiştir.

Çizelge 3.2. 3,0 dB dalgalanma değerine göre eşit dalgacıklı alçak geçiren filtre için devre eleman değerleri (g_0 = 1, ω_c =1, *N* = 1, …, 10,) (Pozar 2011)

3.0 dB Ripple

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

Bu tasarım verileri, belirtilen iletim bandı dalgalanma düzeyine bağlıdır; Çizelge 3.2'de filtre derecesi 1 ile 10 arasında 3,0 dB dalgalanmaya sahip normalize edilmiş alçak geçiren filtre devresi için devre eleman değerleri listelenmiştir. Durdurma bandı zayıflaması belirtilmişse, Şekil 3.17'deki eğriler 3,0 dB dalgalanma faktörü için gerekli filtre derecesi *n* değerini belirlemek için kullanılır.



Şekil 3.17. Eşit dalgalı filtre devrelerinde 3 dB dalgalanma faktörü seviyesinde normalize frekansa karşılık düzen zayıflama değerleri (Pozar 2011)

Kaynak empedansı R_s = 1 ve kesim frekansı ω_c = 1 rad/sn'ye göre normalize edilmiş alçak geçiren filtre devre tasarımları; yüksek geçiren, bant geçiren veya bant durduran özellikleri gösterecek şekilde dönüştürülebilir. Empedans ölçeklendirilmiş yeni filtre eleman değerleri aşağıda verilmiştir.

$$L' = R_0 L, \tag{3.58a}$$

$$C' = \frac{C}{R_0}, \tag{3.58b}$$

$$R_s{}' = R_0, \tag{3.58c}$$

$$R_L' = R_0 L, \tag{3.58d}$$

Burada R_L, C ve L baştaki devrenin devre eleman değerleridir. Alçak geçiren filtreler için frekans ölçeklendirme, alçak geçiren bir devrenin kesim frekansını 1'den ω_c'ye dönüştürülerek yapılır. Bu dönüştüm için, filtrenin frekans bağımlılığı $1/\omega_c$ faktörü ile ölçeklendirilir ve ω yerine ω/ω_c ifadesi konur. Bu durumda güç kaybı oranı ifadesi $P'_{LR}(\omega)=P_{LR}(\omega/\omega_c)$ olur.

Seri reaktans $j\omega L_k$ ve paralel geçirgenlik $j\omega C_k$ ile ifade edilirse yeni devre elaman değerleri şöyle ifade edilebilir:

$$jX_k = j\frac{\omega}{\omega_c}L_k = j\omega L'_k, \tag{3.59a}$$

$$jB_k = j\frac{\omega}{\omega_c}C_k = j\omega C'_k \tag{3.59b}$$

Bu durumda yeni devre elamanı değerleri

$$L'_k = \frac{L_K}{\omega_c}, \tag{3.60a}$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\omega_c} \tag{3.60b}$$

olarak ifade edilir.

Hem empedans hem de frekans ölçeklendirme yapılırsa:

$$L'_k = \frac{R_0 L_K}{\omega_c}, \tag{3.61a}$$

$$C'_k = \frac{C_k}{R_0\omega_c} \tag{3.61b}$$

sonuçları elde edilir.

Alçak geçiren filtreden yüksek geçiren filtreye dönüşüm için aynı metot uygulanır, ω yerine $\omega/\omega c$ ifadesi konulur. Seri reaktans $j\omega L_k$ ve paralel geçirgenlik $j\omega C_k$ ile ifade edilir. Yeni devre elaman değerleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$jX_k = -j\frac{\omega_c}{\omega}L_k = \frac{1}{j\omega C'_k}, \tag{3.62a}$$

$$jB_k = -j\frac{\omega_c}{\omega}C_k = \frac{1}{j\omega L'_k} \tag{3.62b}$$

Bu durumda yeni devre elamanı değerleri

$$C'_k = \frac{1}{\omega_c L_K}, \tag{3.63a}$$

$$L'_k = \frac{1}{\omega_c C_k} \tag{3.63b}$$

olarak verilir ve yine hem empedans hem de frekans ölçeklendirme yapılırsa:

$$C'_k = \frac{1}{R_0 \omega_c L_K}, \tag{3.64a}$$

$$L'_k = \frac{R_0}{\omega_c C_k} \tag{3.64b}$$

ifadeleri elde edilir.

Bant geçiren ve bant durduran dönüşümler de benzer şekilde yapılır. ω_1 *ve* ω_2 iletim bandının sınırlarını gösterirse bant geçiren frekans yanıtı:

$$\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{3.65}$$

frekansın yerine konmasıyla elde edilir. Burada:

$$\Delta = \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}\right) \tag{3.66}$$

geçiş bandının oransal bant genişliğidir. Merkez frekans ω_0'ın, bant genişliği sınır değerleri [ω_1, ω_2] ile arasındaki eşitlik $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ şeklindedir.
Eşitlik (3.65)'deki dönüşüm yapılırsa:

$$\omega = \omega_0 \; olduğunda \; \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = 0.$$

$$\omega = \omega_1 \; olduğunda \; \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega_1}\right) = -1.$$

$$\omega = \omega_2 \; olduğunda \; \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega_2^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \omega_2}\right) = 1.$$

olarak elde edilir.

Eşitlik (3.63)'deki dönüşüme göre Seri reaktans ve paralel suseptanslar şu şekilde ifade edilir.

$$jX_k = -\frac{j}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) L_k = \frac{j\omega L_k}{\Delta\omega_0} - \frac{j\omega_0 L_k}{\Delta\omega} = j\omega L'_k - \frac{j}{j\omega C'_k} \tag{3.67}$$

(3.67) eşitliği ile seri indükatör L_k 'nın seri LC devresi dönüşürse:

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta\omega_0} \tag{3.68a}$$

$$C'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} \tag{3.68b}$$

elde edilir. Aynı şekilde:

$$jB_k = -\frac{j}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) C_k = \frac{j\omega C_k}{\Delta\omega_0} - \frac{j\omega_0 C_k}{\Delta\omega} = j\omega C'_k - \frac{j}{j\omega L'_k} \tag{3.69}$$

eşitliği ile paralel kapasitör C_k 'nın paralel LC devresi dönüşürse:

$$L'_k = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k}, \tag{3.70a}$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta\omega_0} \tag{3.70b}$$

Bant durduran filtre yanıtı elde etmek için ters dönüşüm uygulanabilir. ω_1 *ve* ω_2 iletim bandının sınırlarını gösterirse, bant durduran filtrenin frekans yanıtı:

$$\omega \leftarrow \Delta\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^{-1} \tag{3.71}$$

olarak elde edilir. Alçak geçiren filtre prototip devresinin seri indüktörleri, paralel LC devresine

$$L'_k = \frac{\Delta L_k}{\omega_0}, \tag{3.72a}$$

$$C'_k = \frac{1}{\omega_0 \Delta L_k} \tag{3.72b}$$

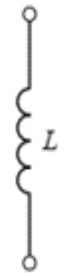
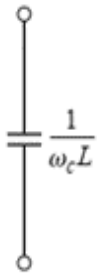
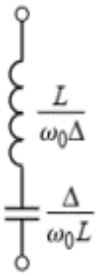
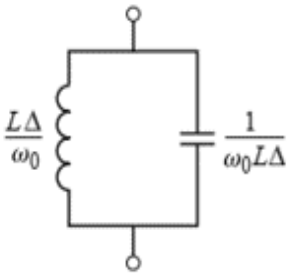
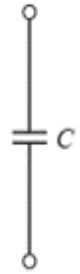
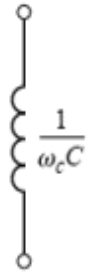
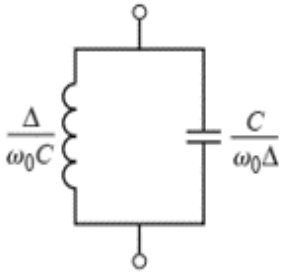
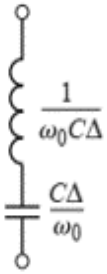
devre eleman değerleriyle dönüştürülür. Alçak geçiren filtre devresinin paralel kapasitör *LC* devresine dönüşümü ise aşağıdaki gibi elde edilir (Pozar 2011).

$$L'_k = \frac{\omega_0}{\omega_0 \Delta C_k}, \tag{3.73a}$$

$$C'_k = \frac{\Delta C_k}{\omega_0} \tag{3.73b}$$

Alçak geçiren filtre devresinin, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre devrelerine dönüşümü Çizelge 3.3'de özetlenmiştir.

Çizelge 3.3. Filtre devrelerinin birbirlerine olan dönüşümleri (Pozar 2011)

Alçak Geçiren	Yüksek Geçiren	Bant Geçiren	Bant Durduran
			
			

Prototip elaman değerleri g_1=0,7618; g_2=0,7618; g_3=4,5381; g_4=0,7618 ve g_5=3,4817 olarak bulunan 5. dereceden alçak geçiren filtrenin ölçeklendirilmiş devre eleman değerleri Eşitlik (3.71) dikkate alınarak hesaplanır (f_c= 3,75 GHz; dalgalanma faktörü= 3,0 dB; R_0= 50 Ω ve R_L= 50 Ω). Alçak geçiren filtrenin hesaplanan ölçeklendirilmiş devre eleman değerleri Çizelge 3.4'de verilmiştir.

Çizelge 3.4. 3,75 GHz kesim frekanslı (f_c); 3,0 dB dalgalanma faktörlü; 5. mertebeden; R_0= 50 Ω ve R_L= 50 Ω olan alçak geçiren filtrenin ölçeklendirilmiş devre eleman değerleri

C'_1 (pF) (g_1=0,7618)	L'_2 (nH) (g_2=0,7618)	C'_3 (pF) (g_3=4,5381)	L'_4 (nH) (g_4=0,7618)	C'_5 (pF) (g_5=3,4817)
2,955	1,617	3,852	1,617	2,955

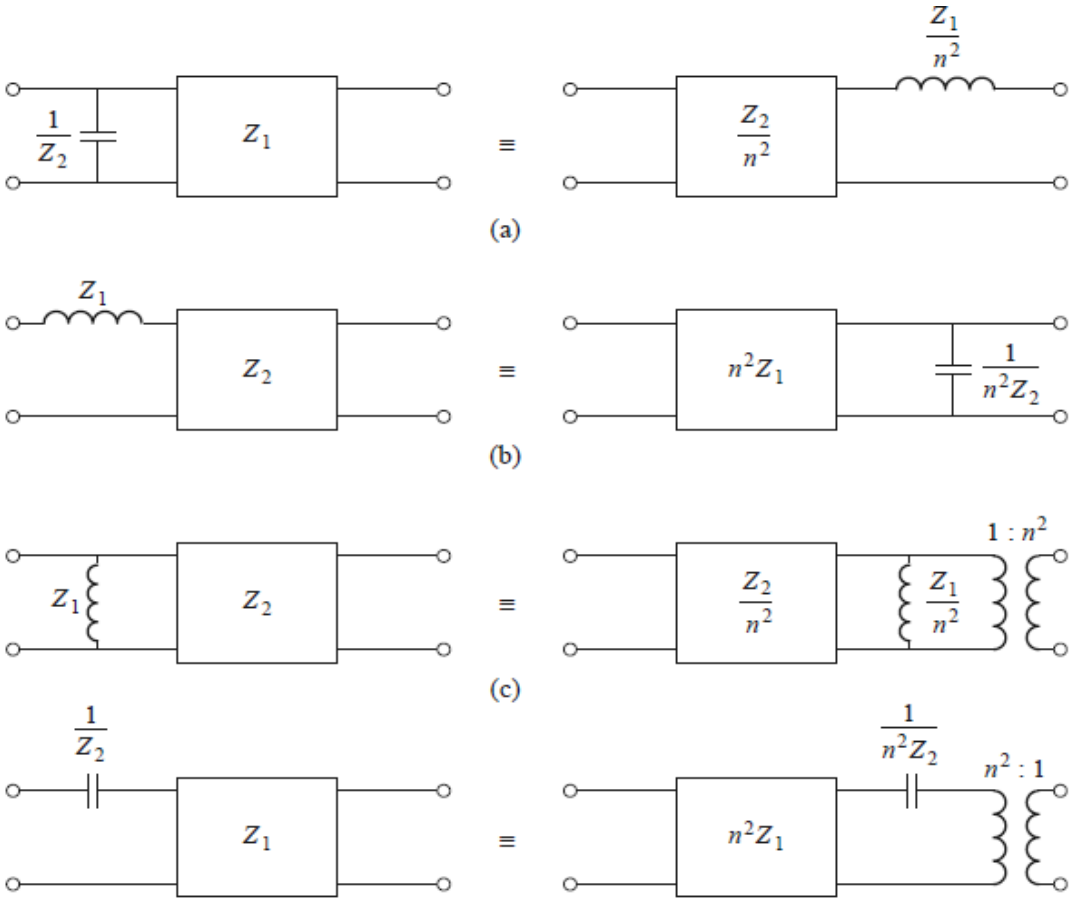
3.5.4. Kuroda Tanımlamaları

Daha pratik bir mikrodalga filtre elde edebilmek için dört Kuroda özdeşliği aşağıda belirtilen uygulamalardan herhangi birini için gerçekleştirilir (Arslan 2020).

- Fiziksel olarak iletim hattı bağlantılarını birbirinden ayırmak.
- Seri bağlantıları şönt bağlantılara çevirmek.
- Öz empedansları pratik bir şekilde daha uygulanabilir değerlere dönüştürmek.

Dört Kuroda tanımlaması, Çizelge 3.5'de verilmiştir. Kısa ve açık devre bağlantıları, eşdeğer indüktör ve kapasitörlerle gösterilmektedir.

Çizelge 3.5. Kuroda Tanımlamaları ($n^2=1+Z_2/Z_1$) (Arslan 2020)



3.5.5. Richards Dönüşümleri

Mikrodalga filtrelerin uygulamalardaki oldukça pratik olan tasarımlarında ayrık iletim hatları önemli yer işgal eder. Bu tasarım metodunda yaygın olarak kullanılan bir yaklaşım, toplu ve ayrık elemanlar arasında yaklaşık bir denklik aramaktır. ω düzlemini $\omega\ell/v_p = 2\pi$ periyoduna sahip Ω düzlemine karşılık gelen ifade:

$$\Omega = \tan\beta\ell = \tan(\frac{\omega\ell}{v_p}) \tag{3.74}$$

olarak verilir (Arslan 2020).

Bu dönüşüm eşitliğini Paul Irving Richards tarafından ortaya konulmuştur. Bu eşitlik sayesinde açık ve kısa devre iletim hattı bağlantıları kullanan *LC* devrelerini

tasarlayabilmek mümkün olmuştur. Bu sayede frekans değişkeni olan ω'nın yerine Ω konulursa indüktörün reaktansını ve kapasitörün suseptansını:

$$jX_L = \mathrm{j}\Omega L = j\ L\ \tan(\beta\ell) \tag{3.75a}$$

$$jB_C = \mathrm{j}\Omega C = j\ C\ \tan(\beta\ell) \tag{3.75b}$$

olarak ifade edebiliriz.

Alçak geçiren filtre prototipi için kesim frekansı birim frekanstır. Eşdeğer yan hat (saplama) uzunluğu, aşağıda verilen Eşitlik 3.76'deki ifadeden çıkarılabilir. Bu uzunluk, $\ell = \lambda/8$'e eşittir.

$$\Omega = 1 = \tan(\beta\ell) \tag{3.76}$$

Burada eşitlikteki λ, filtrenin açısal kesim frekansındaki (ω_c) dalga boyunu ifade etmektedir.

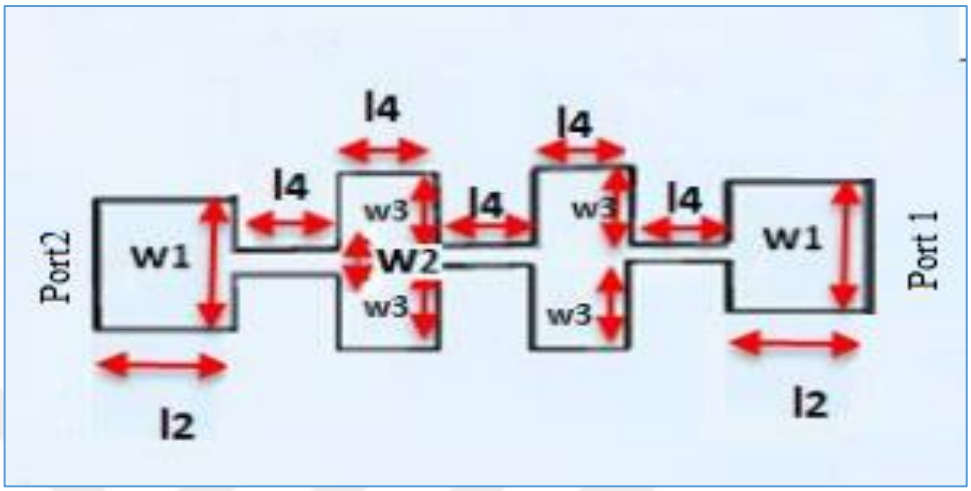
3.5.6. Mikroşerit Filtre Tasarımı

Filtrelerin topolojisi, türü, dielektrik sabiti, substrat malzemenin yüksekliği, kesim frekansı, kayıp tanjant değeri ve filtrenin empedansı belirlendikten sonra LTspice XVII programı kullanılarak belirtilen özelliklerini taşıyan filtrenin eş değer devre elamanları elde edilir (Anonim 2021b).

Şekil 3.18'de iki portlu mikroşerit filtre yapısı ve parametreleri görülmektedir. Mikroşerit hatlar ise yüksek empedanslı şerit hat yapılardır. Alt taban iletken metal, orta taban dielektrik malzeme ve en üst katmanda daha ince metal şerit yapılardan oluşur. *h* substrat malzemenin kalınlığı, *l* mikroşerit hattın uzunluğu ve *w* ise mikroşerit hattın genişliğidir. Basamak hat yönteminde bu şerit hattın empedansı:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \ln\left(\frac{8h}{w}\right) \tag{3.77}$$

olarak ifade edilir (Winder 2002).



Şekil 3.18. İki portlu mikroşerit filtre ve parametreleri (Üstten Görünüm)

Filtre devresindeki kondansatörün fiziksel eşdeğeri olacak mikroşerit hattın *w* uzunluğu, λ/4'den küçük olmalıdır. Bu nedenle substrat malzeme yüksekliği ile şerit kalınlığı arasında $w/h > 1$ şartı sağlanmalıdır.

İndüktans (L) devre elemanına eş değer olan mikroşerit hattın empedans değeri Z_m, hattın kalınlığına (w) ve substrat yüksekliğine (h) göre aşağıdaki gibi elde edilir (Winder 2002).

$$Z_m = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + 0{,}25\frac{w}{h}\right) \tag{3.78}$$

Efektif permitivite (ε_{ff}) ise

$$\varepsilon_{ff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2}\left[\left(\frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{12h}{w}\right)}}\right) + 0{,}041\left(1-\frac{w}{h}\right)^2\right] \tag{3.79}$$

olarak elde edilir (Winder 2002).

İndüktansın empedans değerine eş mikroşerit hattın *l* uzunluğu

$$l = \frac{L \times c}{Z_m \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{3.80}$$

olarak tanımlanır. Burada *c*, ışık hızıdır.

Kapasitör (*C*) devre elemanına eş değer olan mikroşerit hattın empedans değeri Z_m, hattın kalınlığına ve substrat yüksekliğine göre genişliği şu şekilde bulunur:

$$Z_m = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ff}}}\left[\frac{w}{h} + 1{,}393 + 0{,}677\ln\left(\frac{w}{h} + 1{,}444\right)^{-1}\right] \tag{3.81}$$

Efektif permitivite (ε_{ff}) ise

$$\varepsilon_{ff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + 12\frac{h}{w}\right)^{-0{,}5} \tag{3.82}$$

olarak elde edilir (Winder 2002).
Kapasitörün (C) empedans değerine eş mikroşerit hattın *l* uzunluğu:

$$l = \frac{C \times Z_m \times c}{Z_m \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{3.83}$$

Filtrenin kalite faktörü (Q):

$$Q = \frac{\omega_0}{BW} \tag{3.84}$$

olarak tanımlanır (Winder 2002). Burada *BW;* açısal alt kesim frekansı (ω_1) ile açısal üst kesim frekansı (ω_2) arasında kalan filtrenin bant genişliğidir. ω_0 *ise* filtrenin açısal merkez frekansıdır.

3.5.7. Filtre Optimizasyon Teknikleri ve Uygulamaları

3.5.7.1. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO)

PSO Algoritması, her bir parçacığın problem için muhtemel çözümü temsil ettiği parçacıkların bir sürüsü (popülasyonu) ile uğraşır. $x_i(t)$, t zamanındaki uzaydaki i. parçacığın pozisyonunu, $v_i(t)$ hızını, $y_i(t)$ bulunan en iyi pozisyonu göstermektedir. $S.x_i$, S sürüsündeki i. parçacığın pozisyonunu tanımlamak için kullanılmaktadır.

Bu çalışmada başlangıç sürü büyüklüğü, 10; maksimum nesil sayısı, 15; maksimum çözüm sayısı: 151, başlangıç popülasyon küme seçim türü, Latin Hypercube Dağılımı'dır. Parçacık Sürü Algoritması simülasyonunun toplam çözüm süresi 6 saat 21 dakika 38 saniyedir. w_4 parametresinin Parçacık Sürü Algoritma optimizasyonu sonucu değeri 6,165 mm olarak bulunmuştur.

3.5.7.2. Genetik Algoritma

Genetik algoritma, yönlendirilmiş rastgele araştırma algoritmaların bir çeşididir. Doğal seçilim (selection) ile canlılardaki genetik yapının benzeşimini gerçekleştirmektedir. Diğer evrimsel algoritmalar gibi bir başlangıç popülasyonu kullanmaktadır. Bu referans başlangıç popülasyonunu her nesilde, doğal seçilim ve tekrar çoğalma işlemleri ile tekrar tekrar geliştirir. Son neslin en kaliteli bireyi, problem için en iyi sonuç olmaktadır.

Çalışmada optimizasyon değerleri: Başlangıç Popülasyon büyüklüğü, 16; maksimum nesil sayısı, 20; maksimum çözüm sayısı: 673; mutasyon oranı, %60 ve başlangıç popülasyon küme seçim türü: Latin Hypercube Dağılımı'dır. Genetik Algoritma simülasyonunun toplam çözüm süresi 7 saat 19 dakika 45 saniyedir. w_4 parametresinin Genetik Algoritma optimizasyonu sonucu değeri 6,16228 mm olarak bulunmuştur.

3.5.7.3. Nelder-Mead Algoritması

Nelder-Mead algoritması, türevsiz ve hesaplaması kolay olan bir metottur. Algoritma, dört tip operasyonu temel alır: Yansıma, genişleme, kısalma ve büzülme. Bu operasyonlar, sırasıyla, $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ değişkenleriyle, $\alpha > 0$, $\beta > 1$, $0 < \gamma < 1$, $0 < \delta < 1$ şartlarını sağlayacak şekilde temsil edilir. n boyutlu bir simpleks oluşturacak $n + 1$ köşe ($x_1, x_2, \dots, x_{n+1}$), kullanıcı tarafından atanır veya rastgele şekilde üretilir. Böylelikle adım adım yineleme (iteration) başlar (Arslan ve ark. 2020).

Çalışmada başlangıç değerleri: Minimum Simpleks büyüklüğü, 1e-6; maksimum nesil sayısı, 20; maksimum çözüm sayısı: 250; başlangıç küme seçim türü, Noisy Latin Hypercube Dağılımı olacak şekilde seçilmiştir. Nelder-Mead simülasyonunun toplam çözüm süresi 1 saat, 28 dakika, 31 saniyedir. w_4 parametresinin Nelder-Mead optimizasyonu sonucu değeri 6,24264 mm olarak bulunmuştur.

3.5.7.4. Kovaryans Matris Uyarlama Evrimsel Stratejisi (KMU-ES)

Kovaryans Matris Uyarlama Evrimsel Stratejisi Algoritması, tasarım alanını verimli bir şekilde örneklemek için istatistiksel bir model kullanır. Parametre uzayı, optimizasyon sırasında uyarlanan kovaryans matrisi dikkate alınırken çok değişkenli bir normal dağılıma yaklaşılarak örneklenir. İstatistiksel yaklaşım, algoritmaya, yerel bir minimuma erken yakınsamayı önleyerek küresel bir optimizasyon yönteminin sağlamlığını verir. Algoritma, ayrıca yakınsamayı kontrol edecek bir dâhili adım boyutuna sahiptir. Böylece yöntem, yerel ve küresel optimizasyonun özelliklerini paylaşır.

Çalışmada başlangıç değerleri şu şekilde seçilmiştir: Popülasyon büyüklüğü, 4; maksimum nesil sayısı, 100 ve başlangıç σ değeri (minimum adım) 0,2'dir. Kovaryans Matris Uyarlama Evrimsel Stratejisi simülasyonunun toplam çözüm süresi 3 saat, 55 dakika, 38 saniyedir. w_4 parametresinin Kovaryans Matris Uyarlama Evrimsel Stratejisi optimizasyonu sonucu değeri 6,16394 mm olarak bulunmuştur.

3.5.7.5. Klasik-Powell Algoritması

Klasik-Powell optimizasyonundaki iki ardışık hedef değerleri olan g_1 ve g_2'nin, hedef sonlandırma değeri ile arasındaki ilişki aşağıda yer almaktadır.

$$\frac{2(g_1 - g_2)}{\|g_1\| - \|g_2\|} < Hedef\ Sondandırma\ Değeri \tag{3.85}$$

Bu optimizasyonda hedef sonlandırma değeri 0,01olarak seçilmiştir. Klasik Powell simülasyonunun toplam çözüm süresi 26 dakika, 06 saniyedir. w_4 parametresinin Klasik Powell optimizasyon sonuç değeri 6,19038 mm olarak bulunmuştur.

4. BULGULAR ve TARTIŞMA

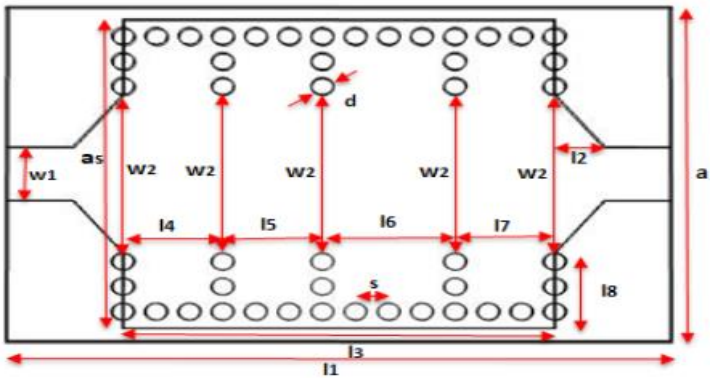
Bu bölümde, simetrik pencereli yüzey tümleşik dalga kılavuzu filtresi; X ve Ku-Bant'ta çalışan bant geçiren tümleşik dalga kılavuzu filtresi; Mikroşerit-SIW modüler geniş bant bant durduran filtre; X-Bant'ında hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtre ve paralel bağlantılı hibrit Mikroşerit-SIW bant durduran filtre tasarlanmıştır. Filtrelerin analiz, simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırmalı olarak ortaya konulmuştur. Ayrıca X-Bandında çalışan hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin verimliliğini artırmak için farklı optimizasyon teknikleri uygulanmıştır. Bütün SIW filtre tasarımlarında materyal olarak Rogers RO4003 substratı kullanılmıştır ($tan\delta$= 0,0022, $\mathcal{E}r$= 3,38).

4.1. Simetrik Pencereli Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı

Birinci filtre çalışmasında, mikroşerit geçişli simetrik pencereli Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu (SIW) filtreleri tasarlanmıştır. Tasarlanan SIW bant geçiren filtrenin bant genişliği (BW) = 5 GHz, alt kesim frekansı (f_L) = 10 GHz, üst kesim frekansı (f_H) = 15 GHz, merkez frekans (f_0) = 12,25 GHz ve dalga boyu (λ) 13,31 mm'dir. Filtrenin iletim bandındaki araya girme kaybının (IL)= 1 dB ve geri dönüş kaybının (RL)=15 dB olması hedeflenmiştir.

X ve Ku frekans bandında çalışan mikroşerit geçişli SIW bant geçiren filtrenin modellemesi COMSOL Multiphysics 5.3'de yapılmıştır.

Tasarlanan metal oyuklu simetrik pencereli SIW filtrenin geometrisi Şekil 4.1'de ve parametre değerleri Çizelge 4.1'de verilmiştir.



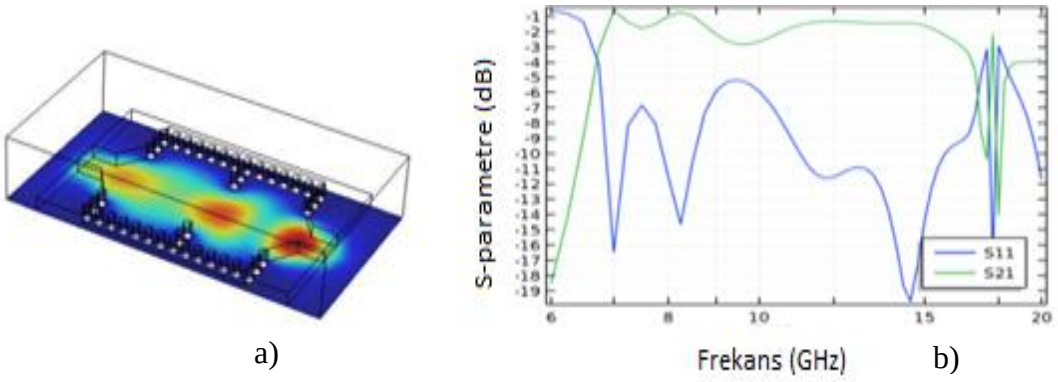
Şekil 4.1. Tasarlanan SIW filtre geometrisi ve parametreler (Üstten görünüm)

Çizelge 4.1 Metal oyuklu simetrik pencereli SIW bant geçiren filtrenin parametreleri ve değerleri (Guvenli ve Yenikaya 2018)

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
a	18,5	*l2*	4,5
a_s	16,5	*l3*	19,5
d	1	*l4*	4,5
h	1,52	*l5*	4,5
s	1,2	*l6*	6
w1	3,2	*l7*	4,5
w2	9,5	*l8*	3
l1	30		

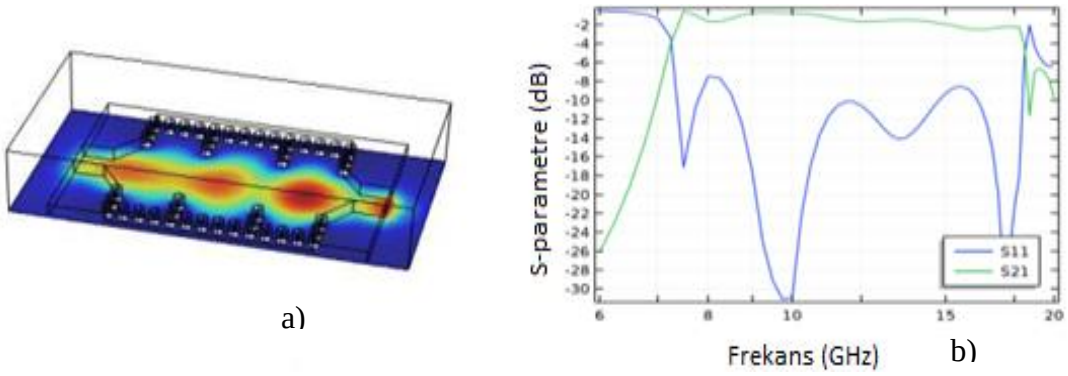
Tasarım geometrilerinde 14 adet metal oyuklu çift sıralı simetrik pencere kullanılmıştır. Simetrik pencerelerin S-parametreleri üzerindeki etkilerini görmek için sadece pencereler sayıları ve aralarındaki mesafeler (*l4*, *l5*, *l6* ve *l7*) değiştirilmiş diğer parametreler sabit tutulmuştur. İki simetrik pencereli SIW filtrede pencereler arası mesafe 7,5 mm; üç simetrik pencerelide 4,5 mm ve 6 mm'dir. Tasarlanan tek simetrik pencereli SIW filtrenin simülasyon sonuçları Şekil 4.2'de verilmiştir. Şekil 4.2a'da filtrenin elektrik alan dağılımı, Şekil 4.2b'de simülasyon sonucu yer almaktadır. Şekil 4.2b'deki simetrik tek pencereli SIW filtrenin simülasyon sonucuna göre; bant genişliği (*BW*) = 4,76 GHz, f_L = 10,52 GHz, f_H = 15,27 GHz, f_0 = 12,89 GHz, dalga boyu (λ) 12,65 mm, araya girme kaybı (*IL*) = 1,47 dB ve geri dönüş kaybı (*RL*) = 10,89 dB'dir.

SIW filtrenin iletim bandında geri dönüş kaybı 10 dB'den daha büyük, araya girme kaybı ise 3 dB'den daha küçüktür (Güvenli ve ark. 2018).



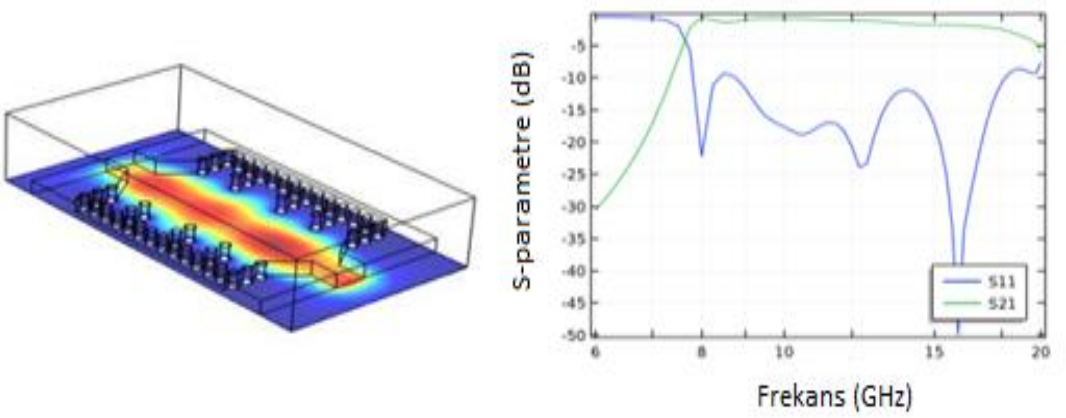
Şekil 4.2. Bir simetrik pencereli SIW filtre: (a) Elektrik alan dağılımı (b) S_{11} ve S_{21} değerleri (Güvenli ve ark. 2018a)

Tasarlanan iki simetrik pencereli SIW filtrenin simülasyon sonuçları Şekil 4.3'de verilmiştir. Şekil 4.3a'da filtrenin elektrik alan dağılımı, Şekil 4.3b'de simülasyon sonucu yer almaktadır. Şekil 4.3b'deki simetrik iki pencereli SIW filtrenin simülasyon sonucuna göre bant genişliği (BW) = 6,10 GHz, f_L = 8,58 GHz, f_H = 14,68 GHz ve f_0= 11,63 GHz'dir. SIW filtrenin iletim bandında geri dönüş kaybı 10 dB'den daha büyük, araya girme kaybı ise 2 dB'den daha küçüktür.



Şekil 4.3. İki simetrik pencereli SIW filtre: (a) Elektrik alan dağılımı (b) S_{11} ve S_{21} değerleri (Güvenli ve ark. 2018a)

Tasarlanan üç simetrik pencereli SIW filtrenin simülasyon sonuçları Şekil 4.4'de verilmiştir. Şekil 4.4a'da filtrenin elektrik alan dağılımı, Şekil 4.4b'de simülasyon sonucu yer almaktadır. Şekil 4.4b'deki üç pencereli SIW filtrenin simülasyon sonucuna göre bant genişliği (*BW*) = 7,47 GHz, f_L = 8,83 GHz, f_H = 16,30 GHz ve f_0 = 12,56 GHz'dir. SIW filtrenin iletim bandında geri dönüş kaybı 10 dB'den daha büyük, araya girme kaybı ise 2 dB'den daha küçüktür.



a) b)

Şekil 4.4. Üç simetrik pencereli SIW filtre: (a) Elektrik alan dağılımı (b) S_{11} ve S_{21} değerleri (Güvenli ve ark. 2018a)

Çizelge 4.2. Metal oyuklu simetrik pencereli SIW bant geçiren filtrelerin simülasyon sonuçları

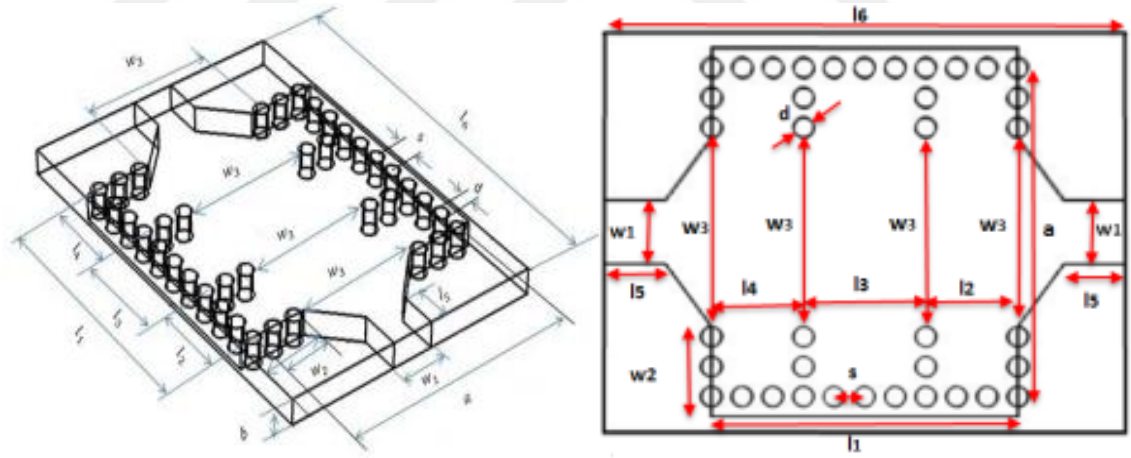
Model	-3 dB Alt Kesim Frekansı (GHz) (f_L)	Merkez Frekansı (GHz) (f_0)	-3 dB Üst Kesim Frekansı (GHz) (f_H)	Bant Genişliği (GHz) (*BW*)	Dalga Boyu (λ) (mm)
Tek Simetrik Pencereli SIW	10,52	12,89	15,27	4,76	12,65
İki Simetrik Pencereli SIW	8,58	11,63	14,68	6,10	14,02
Üç Simetrik Pencereli SIW	8,83	12,56	16,30	7,47	12,98

Çizelge 4.2'deki X ve Ku-bandı bölgesinde çalışan simetrik pencereli bant geçiren SIW filtre tasarım sonuçlarına göre bir, iki ve üç simetrik pencereli SIW filtreler bant geçiren filtre davranışı sergilemektedir. Tasarımdaki simetrik pencere sayısı arttırıldıkça iletim

bandı bant genişliği ve merkez frekans (f_0) değerinin yükseldiği görülmüştür. Tasarım sonuçları incelendiğinde bir simetrik pencereli SIW filtrenin, hedeflenen filtreye en yakın değerlere sahip olduğu görülmektedir.

4.2. X- Ku Bandı Bölgesinde Bant Geçiren Tümleşik Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı ve Gerçeklemesi

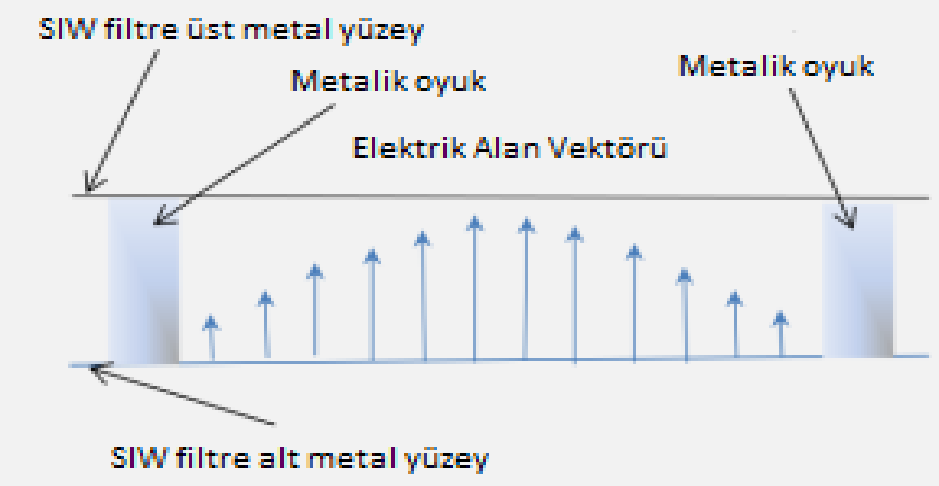
İkinci filtre çalışmasında, mikroşerit geçişli bant geçiren bir SIW filtre tasarlanmıştır. Metalik iletken çubuklar iki sıra halinde filtreye yerleştirilmiştir. Bu iki sıra halindeki metal çubuklar, geleneksel dalga kılavuzundaki metal kenar duvar gibi davranmaktadır. Giriş ve çıkış portlu SIW filtre mimarisi Şekil 4.5'de görülmektedir. SIW bant geçiren filtrenin; bant genişliği (BW) = 7 GHz, alt kesim frekansı (f_L) = 8 GHz, üst kesim frekansı (f_H) = 15 GHz, merkez frekans (f_0) = 10,95 GHz, dalgalanma faktörü 0,1 dB, dalga boyu (λ) 14,89 mm, iletim bandında araya girme kaybı (IL)= 1 dB ve geri dönüş kaybı'nın (RL)=15 dB olması hedeflenmiştir.



a) b)

Şekil 4.5. İki portlu SIW filtre geometrisi: (a) Cepheden görünüm (b) Üstten görünüm (Güvenli ve ark. 2018b)

SIW filtrenin elektrik alan vektörleri Şekil 4.6'da görülmektedir.



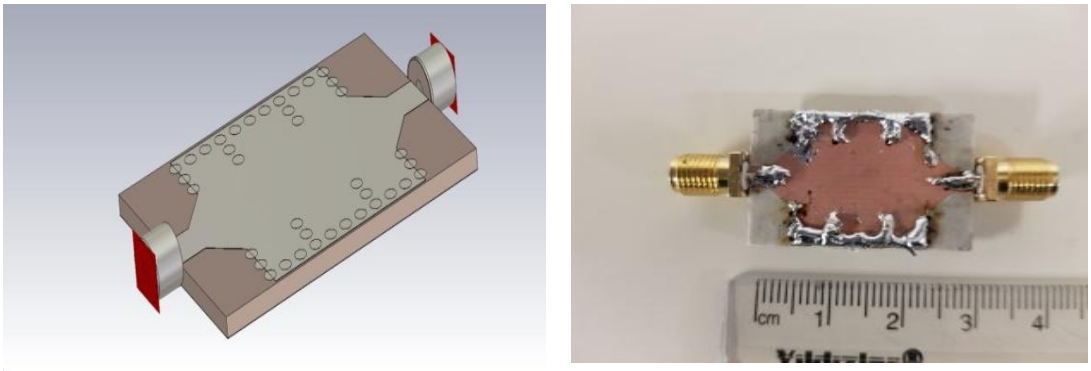
Şekil 4.6. SIW filtrenin elektrik alan vektörleri (Güvenli ve ark. 2018b)

X-Ku bant bölgesinde bant geçiren SIW filtrenin parametre değerleri Çizelge 4.3'de yer almaktadır.

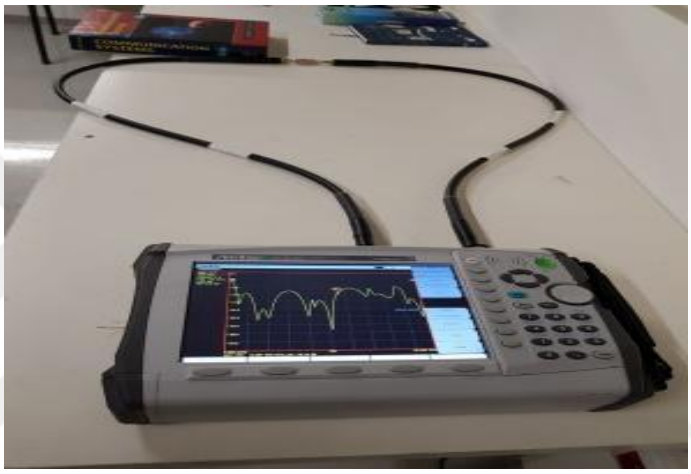
Çizelge 4.3 X-Ku bant bölgesinde bant geçiren SIW filtrenin parametreleri ve değerleri (Güvenli ve ark. 2018b)

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
a	20	*w3*	5,5
b	1,52	*l1*	18,4
d	1	*l2*	5,5
h	1,52	*l3*	7,4
s	1,2	*l4*	5,5
w1	1,8	*l5*	3
w2	3	*l6*	30

X-Ku bandı frekanslarında kullanılmak üzere tasarlanmış ve düzlemsel devrelerle yapılarına entegre edilebilen iki portlu SIW filtrenin CST modeli, 2 cm x 3 cm boyutlarındaki fabrikasyonu ve üretilen filtrenin ölçüm düzeneği Şekil 4.7'de görülmektedir.



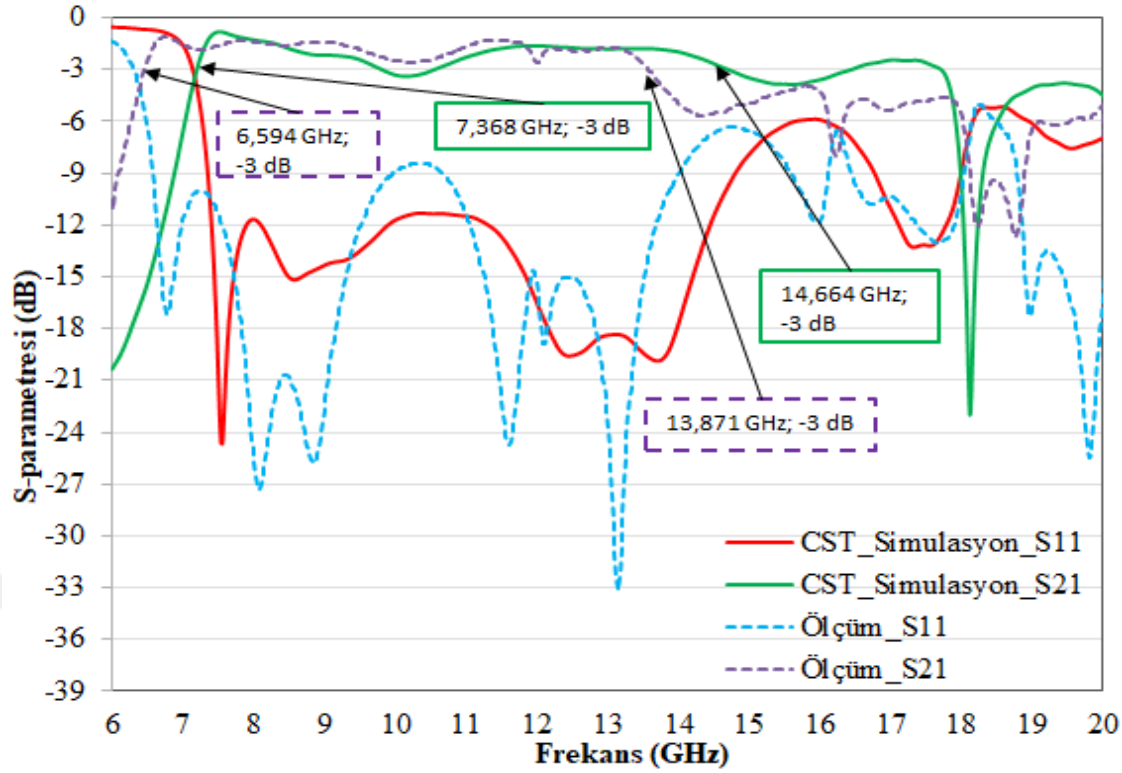
a) b)



c)

Şekil 4.7. Tasarlanan iki portlu SIW filtre: (a) CST model (b) Üretim (c) Ölçüm (Güvenli ve ark. 2018b)

CST Microwave Studio simülasyon programında filtre modellenmiştir. Anritsu VNA Master MS2028C network analizörü ile gerçeklenen SIW filtre ölçülmüştür. Simülasyon ve ölçüm sonucu S-parametre değerleri Şekil 4.8'de görülmektedir. Ölçüm, 6 GHz - 20 GHz frekans aralığında ve 4001 frekans noktası için yapılmıştır.



Şekil 4.8. İki portlu SIW filtrenin simülasyon ve ölçüm sonucu (Güvenli ve ark. 2018b)

Yapılan ölçümde geri dönüş kaybı (*RL*), 6,594 GHz ile 13,871 GHz frekans aralığında 10 dB'den genellikle büyüktür. Aynı frekans aralığında ise araya girme kaybı (*IL*) 3 dB'den küçüktür. Elde edilen sonuçlar karşılaştırılmalı olarak Çizelge 4.4'de verilmiştir.

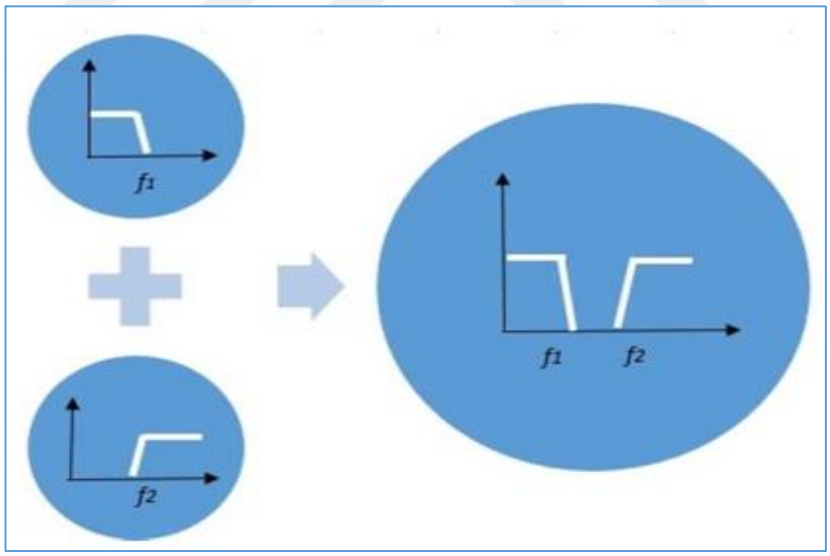
Çizelge 4.4. X-Ku bant bölgesinde bant geçiren SIW filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçları (Güvenli ve ark. 2018b)

İşlem	**-3 dB Alt Kesim Frekansı (f_L) (GHz)**	**Merkez Frekansı (f_0) (GHz)**	**-3 dB Üst Kesim Frekansı (f_H) (GHz)**	**Bant Genişliği (BW) (GHz)**	**Dalga Boyu (λ) (mm)**
Simülasyon	7,368	11,016	14,664	7,296	14,802
Ölçüm	6,594	10,232	13,871	7,277	15,936

Çizelge 4.4'deki ölçüm ve simülasyon sonuçları incelendiğinde merkez frekansındaki değişim %7,116; -3 dB noktası alt kesim frekansındaki değişim %10,504; -3 dB noktası üst kesim frekansındaki değişim %5,407 ve bant genişliğindeki değişim %0,274 bulunmuştur. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarında araya girme kaybı değerleri 3 dB'den küçük ve geri dönüş kaybı değerleri ise 10 dB'den büyüktür. Simülasyon ve ölçüm değerlerinin bir biriyle uyumlu olduğu görülmektedir.

4.3. Mikroşerit-SIW Modüler Geniş Bant Bant Durduran Filtre Tasarımı ve Üretimi

Üçüncü filtre çalışmasında, tasarımın modülerliği ve düşük maliyeti göz önünde bulundurularak hibrit geniş bant M-SIW bant durduran filtre tasarlanmış ve üretilmiştir. Yüksek geçiren SIW filtre ile alçak geçiren mikroşerit filtre yapıları bant durduran bir M-SIW filtre için kompakt olarak modüler tasarımda bir araya getirilmiştir. Şekil 4.9'da tasarımı oluşturan yapılar gösterilmiştir.

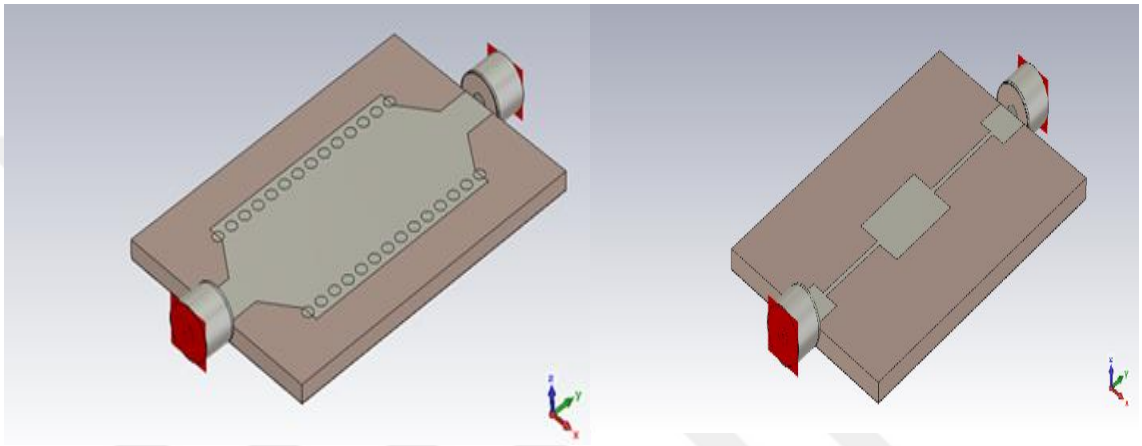


Şekil 4.9. Geniş bant M-SIW bant durduran filtre tasarım yapıları (Güvenli ve ark. 2020)

Tasarımda mikroşerit alçak geçiren filtrenin parametrik uzunluklarında *λ/4* (8,08 cm) oranı temel alınmıştır.

4.3.1. Hibrit Filtre Tasarım Aşaması-I: Yüksek Geçiren SIW Filtre ve Mikroşerit Alçak Geçiren Filtre Yapılarının Modellenmesi

SIW filtre düzlemsel dalga kılavuzu yapısındadır. O nedenle yüksek geçiren filtre davranışı sergiler. İki portlu, iki sıralı 14 metal pinli SIW filtrenin geometrisi Şekil 4.10a'da görülmektedir. Şekil 4.10b'de ise alçak geçiren mikroşerit yapısının geometrisi görülmektedir.



a) b)

Şekil 4.10. Geniş bant M-SIW bant durduran filtreyi oluşturan yapılar: (a) Yüksek geçiren SIW filtre (Üstten görünüm) (b) Alçak geçiren mikroşerit filtre (Üstten görünüm) (Güvenli ve ark. 2020)

Alçak geçiren filtre mikroşerit filtre yüksek geçiren SIW filtrenin içerisine yerleştirilmiş ve bu hibrit yapının filtre davranışı incelenmiştir.

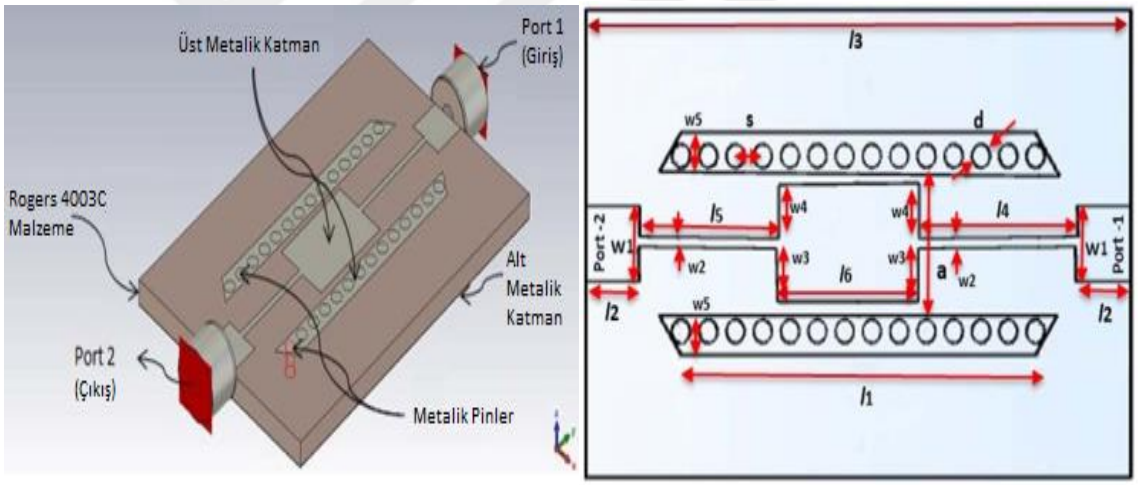
4.3.2. Hibrit Filtre Tasarım Aşaması-II: Filtre Yapılarının Bir Araya Getirilerek Hibrit M-SIW Bant Durduran Filtrenin Modellenmesi ve Üretilmesi

İki portlu hibrit bant durduran filtrenin parametrik değerleri Çizelge 4.5'de verilmiştir. CST modeli ve parametreler Şekil 4.11'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.5 İki portlu hibrit bant durduran filtrenin parametreleri ve değerleri (Güvenli ve ark. 2020)

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
a	6,5	*w5*	1,78
d	1	*l1*	19,5
h	1,52	*l2*	2,94
s	1,5	*l3*	30
w1	3,22	*l4*	7,58
w2	0,43	*l5*	8,65
w3	2,36	*l6*	7,72
w4	2,28		

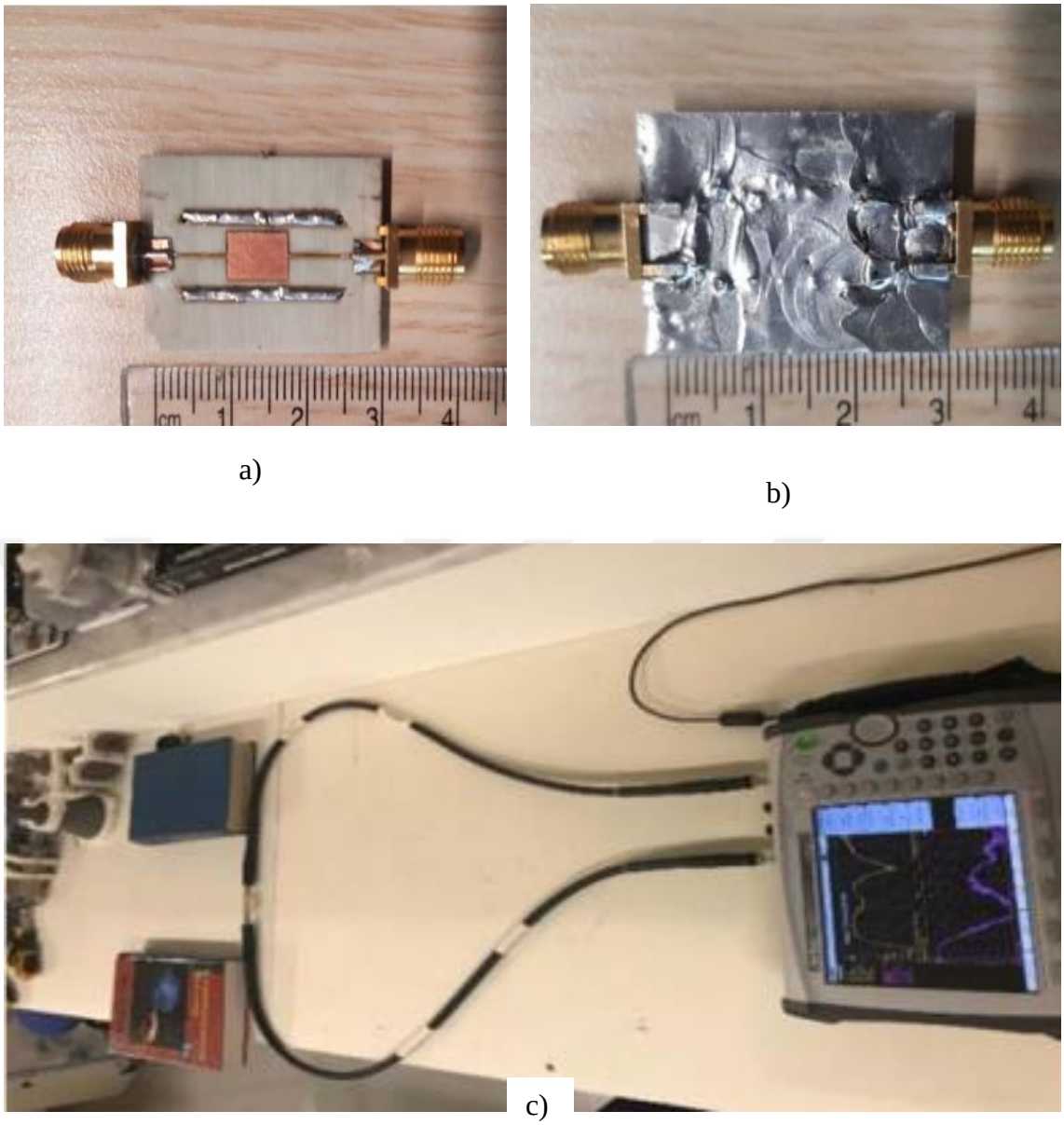
Şekil 4.11'de tasarlanan filtrenin CST modeli ve parametreleri gösterilmektedir.



a) b)

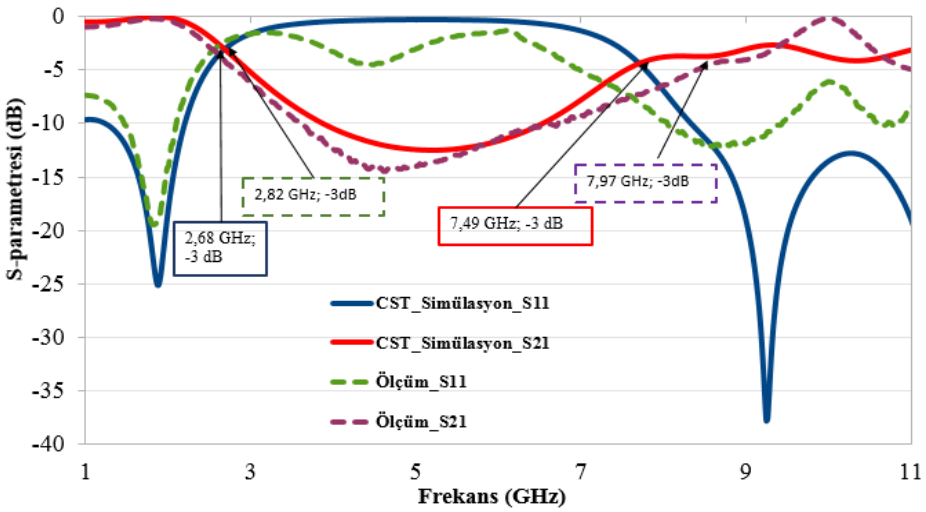
Şekil 4.11. Geniş bant M-SIW bant durduran hibrit filtre: (a) CST modeli (Üstten görünüm) (b) Parametreler ve filtre geometrisi (Üstten görünüm) (Güvenli ve ark. 2020)

Simülasyon sonucuna göre M-SIW bant durduran filtrenin dalga boyu 32,35 mm'dir. Üretilen iki portlu M-SIW bant durduran filtre Şekil 4.12'de görülmektedir.



Şekil 4.12. Üretilen geniş bant M-SIW bant durduran hibrit filtre: (a) Üstten Görünüm (b) Altan Görünüm (c) Ölçüm (Güvenli ve ark. 2020)

Simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 4.13'de verilmiştir.



Şekil 4.13. Geniş bant M-SIW bant durduran hibrit filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması (Güvenli ve ark. 2020)

Simülasyon ve ölçüm sonuçları Çizelge 4.6'da karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Çizelge 4.6. M-SIW bant durduran geniş bant filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçları (Güvenli ve ark. 2020)

İşlem	Alt Kesim Frekansı (f_L) (GHz)	Merkez Frekansı (f_0) (GHz)	Üst Kesim Frekansı (f_H) (GHz)	Bant Genişliği (BW) (GHz)	Dalga Boyu (λ) (mm)
Simülasyon	2,68	4,48	7,49	4,81	36,40
Ölçüm	2,82	4,74	7,97	5,15	34,40

Çizelge 4.6'da verilen simülasyon sonuçlarına göre filtrenin bant genişliği 4,81 GHz'dir. Simülasyondaki araya girme kaybı ise 0,7 dB'den küçüktür. Ölçüm sonuçlarına göre filtrenin bant genişliği 5,15 GHz'dir. Ölçümdeki araya girme kaybı ise 0,9 dB'den küçüktür. Durdurma banındaki geri dönüş kaybı ise hem ölçümde hem de simülasyonda 10 dB'den büyüktür.

8 GHz - 14 GHz frekans aralığında, simülasyon ve ölçüm S_{21} değerlerinde farklılıklar olduğu görülmektedir. Bunun nedeninin SMA (SubMiniature version A) koaksiyel konnektördeki kayıp ve lehimlemeden kaynaklı kayıp olduğu düşünülmektedir.

Geniş bant M-SIW bant durduran filtre tasarımında hibrit bir yapı kullanılmıştır. Alçak geçiren mikroşerit filtre, yüksek geçiren SIW filtre içerinde yer almaktadır. Yüksek geçiren SIW filtrenin ve alçak geçiren mikroşerit filtrenin kesim frekansları belirlenerek istenilen bant genişliğinde ve merkez frekansında bant durduran filtre tasarlamak oldukça kolaydır. Bu hibrit tasarımı ihtiyaçlar doğrultunda geliştirilebilmek mümkündür.

Üretilen geniş bant M-SIW bant durduran filtrenin merkez frekansı *(f_0),* 4,74 GHz ve bant genişliği (*BW*) ise 5,15 GHz olarak ölçülmüştür. CST simülasyon sonuçları temel alındığında ölçüm sonuçlarına göre merkez frekansındaki değişim %5,8 ve bant genişliğindeki değişim %7,07 olarak bulunmuştur. Hibrit bant durduran filtrenin simülasyon sonuçları ile ölçüm sonuçlarının uyum içerisinde olduğunu görülmektedir (Güvenli ve ark. 2020).

4.4. X-Bant'da Kaskat Bağlantılı Hibrit Mikroşerit-SIW Bant Geçiren Filtrenin Analizi, Tasarımı ve Üretimi

Dördüncü filtre çalışmasında, Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin teorik analizi yapılmış, simülasyonu gerçekleştirilmiş ve laboratuvar ortamında üretilmiştir. Yüksek geçiren SIW filtre yapısı ile alçak geçiren mikroşerit filtre yapısı, hibrit bir tasarım çerçevesinde Mikroşerit-SIW bant geçiren filtreyi elde etmek için kaskat bağlantılı olarak bir araya getirilmiştir.

Hibrit bant geçiren filtre üç adımda tasarlanmıştır. Birinci adımda, bir SIW tabanlı yüksek geçiren filtre tasarlanmıştır. İkinci adımda, mikroşerit tabanlı bir alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. Üçüncü adımda da SIW tabanlı yüksek geçiren filtre ile mikroşerit tabanlı bir alçak geçiren filtre, kaskat olarak bir araya getirilmiştir. Hibrit tasarım metodu daha az parametre ile bir bant geçiren filtre elde etmeyi sağlamıştır.

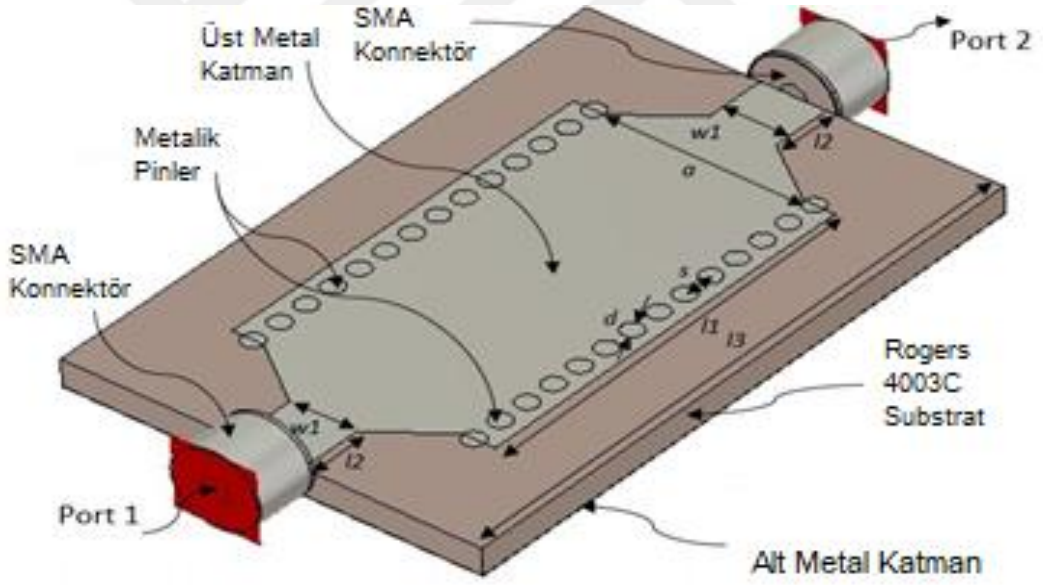
Mikroşerit alçak geçiren filtre parametrelerinin uzunluğu $0{,}125\times\lambda_{lpf}$ *(λ_{lpf},* alçak geçiren filtrenin dalga boyudur) olarak belirlenmiştir. Mikroşeritten SIW'e geçiş konik yapıdadır. Tek sıra metalik pinlerden oluşan yarım mimarili SIW yapıların frekans

tepkisi iki sıralı tam SIW yapılardan kötüdür. Daha fazla radyasyon kayıpları oluşmaktadır. O nedenle tam mod SIW yapılar bant geçiren filtre tasarımında tercih edilmiştir.

Çalışmada Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin frekans aralığı; 8,39 GHz ile 11,02 GHz arasında olacak şekilde hedeflenmiştir. Filtrenin bant genişliği *BW* 2,63 GHz; -3 dB alt kesim frekansı f_L= 8,58 GHz; -3 dB üst kesim frekansı f_H= 11,02 GHz ve merkez frekansı f_0= 9,62 GHz olacak şekilde hesaplamalar yapılmıştır.

4.4.1. Tasarım Aşaması-I: Yüksek Geçiren İki Portlu SIW Filtre Tasarımı

Tasarlanan yüksek geçiren SIW filtrenin geometrisi ve parametreleri Şekil 4.14'de yer almaktadır (Guvenli ve ark. 2021).



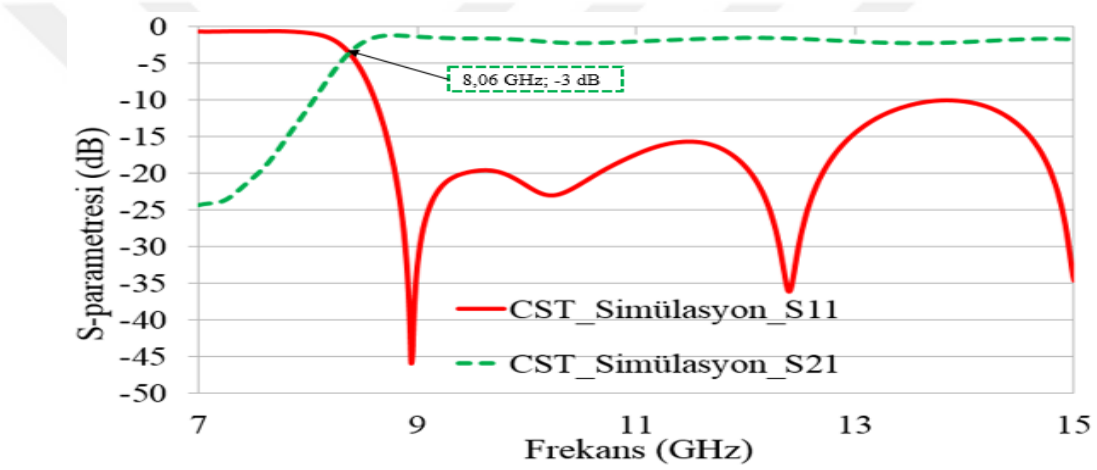
Şekil 4.14. SIW yüksek geçiren filtre geometrisi (Üstten görünüm) (Guvenli ve ark. 2021)

SIW yüksek geçiren filtrenin parametreleri ve uzunluk değerleri Çizelge 4.7'de verilmiştir.

Çizelge 4.7. SIW yüksek geçiren filtrenin parametreleri (Guvenli ve ark. 2021)

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
d	1	*l1*	19,5
a	9,5	*l2*	3
h	1,52	*l3*	30
s	1,5	*w1*	3,2

Düzlemsel dikdörtgen dalga kılavuzunun baskın *TE* modu, TE_{10} (*m=1, n=0*)'dur. Yüksek geçiren SIW filtrenin dalga boyu (λ_{hpf}) 18,983 mm olarak hesaplanmıştır.

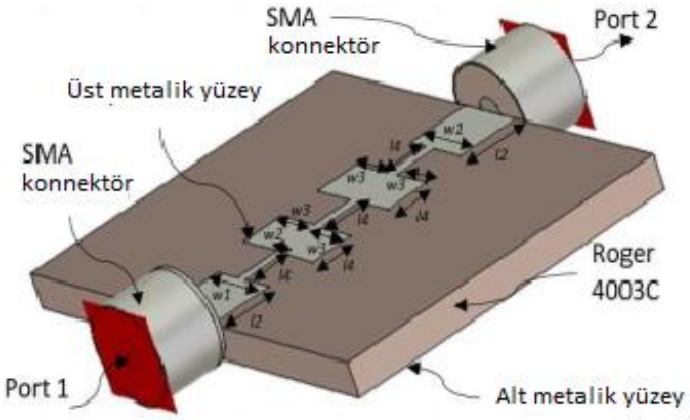


Şekil 4.15. SIW yüksek geçiren filtrenin CST simülasyon sonuçları (Guvenli ve ark. 2021)

Şekil 4.15'te tasarlanan filtrenin simülasyon sonuçları verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi bant-dışı frekans bastırma genel itibariyle 15 dB'den büyüktür. Keskin bir geçiş bandı (transition-band) olduğu görülmektedir. Yüksek geçiren filtre iyi bir araya girme kaybı performansı sergilemekte, genel itibariyle 3 dB'den küçüktür. Ancak, filtrenin 13,5 GHz - 14,5 GHz frekans aralığındaki geri dönüş kaybı performansı zayıftır, 10 dB seviyelerindedir. Simülasyon sonuçlarında kesim frekansı, *fc*= 8,06 GHz'dir. Simülasyon sonuçlarına göre filtrenin kararlı bir yüksek geçiren filtre davranışı sergilediği görülmektedir.

4.4.2. Tasarım Aşaması-II: Alçak Geçiren İki Portlu SIW Filtre Tasarımı

Tasarlanan alçak geçiren mikroşerit filtrenin geometrisi ve parametreleri Şekil 4.16'da görülmektedir.



Şekil 4.16. Alçak geçiren mikroşerit filtrenin geometrisi (Üstten Görünüm) (Guvenli ve ark. 2021)

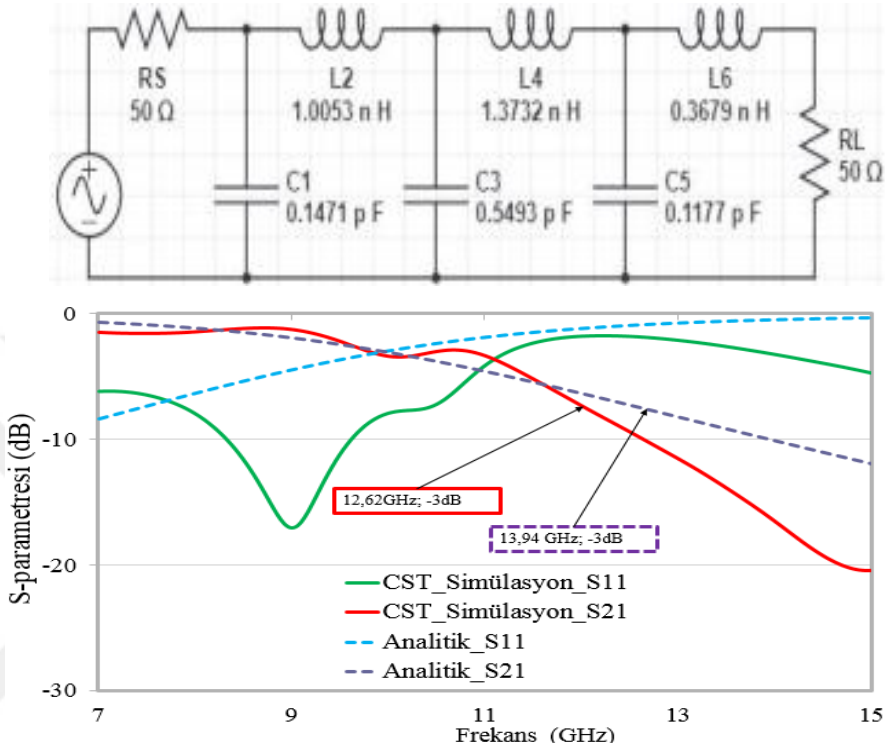
Birim basamak empedanslı olarak tasarlanmış mikroşerit alçak geçiren filtrenin parametre değerleri Çizelge 4.8'de yer almaktadır.

Çizelge 4.8. Mikroşerit alçak geçiren filtrenin parametreleri ve uzunluk değerleri (Guvenli ve ark. 2021)

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
w1	3,2	*l2*	3
w2	0,44	*l3*	30
w3	1,9	*l4*	1,9
h	1,52		

Araya girme kaybı metodu kullanılarak Chebyshev tipi alçak geçiren mikroşerit filtre tasarlanmıştır. Alçak geçiren filtrenin elektriksel eşdeğer devre elemanları değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Filtre derecesi n= 6 ve kaynak öz empedansı R_S= 50 Ω olarak alınmıştır. Elektriksel eşdeğer devre elemanları değerleri şu şekilde

hesaplanmıştır: C_1=0,1471 pF, L_2= 1,0053 nH, C_3= 0,5493 pF, L_4= 1,3732 nH, C_5= 0,1177 pF ve L_6=0,3679 nH. Tasarlanan filtrenin elektriksel eşdeğer devresi, simülasyon ve analitik değerlerin karşılaştırılmış sonuçları Şekil 4.17'de verilmiştir. Mikroşerit alçak geçiren filtrenin dalga boyu (λ_{lpf}) 11,697 mm olarak bulunmuştur.

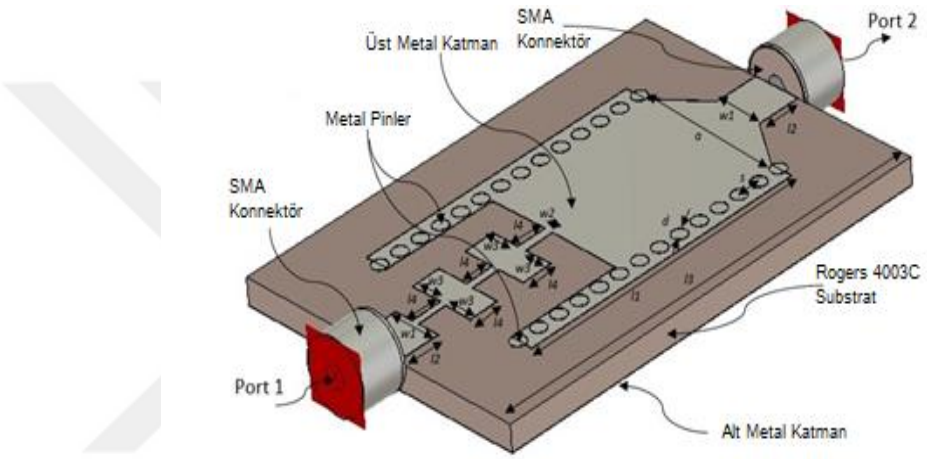


Şekil 4.17. Mikroşerit alçak geçiren filtrenin: (a) Chebyshev eşdeğer elektriksel devresi (b) Analitik ve simülasyon sonuçları (Guvenli ve ark. 2021)

Şekil 4.17b'de görüldüğü gibi simülasyondaki bant-dışı frekans baskılama ile analitik hesaplamalardaki bant-dışı frekans baskılama birbirine yakındır. Simülasyondaki kesim frekansı, *fc*= 12,62 GHz ve analitik hesaplamadaki kesim frekansı ise *fc*= 13,94 GHz'dir. Teorik hesaplamaları temel aldığımızda kesim frekansındaki değişim %7,17 olduğu görülmektedir. Bunun yanında iletim bandının 7 GHz - 8,5 GHz frekans aralığında geri dönüş kaybı değerleri beklenenin altında kalmış ve -6 dB ile -10 dBb arasında değerler almıştır. Aynı frekans aralığında araya girme kaybı değerlerinin ise oldukça iyi olduğu görülmüş ve -1 dB ile -3 dB arasında değerler almıştır. Simülasyon sonuçları değerlendirildiğinde alçak geçiren mikroşerit filtrenin analitik sonuçlara genel anlamda paralellik sergilediği görülmektedir.

4.4.3. Tasarım Aşaması-III: Hibrit Bant Geçiren İki Portlu Mikroşerit-SIW Filtre Tasarımı

Mikroşerit-SIW bant geçiren filtre, alçak geçiren mikroşerit filtrenin ve yüksek geçiren SIW filtrenin kaskat olarak bağlanmasıyla hibrit olarak tasarlanmıştır. 6. dereceden Chebyshev filtresi olan Mikroşerit-SIW bant geçiren filtre Araya Girme Kaybı metodu baz alınarak modellenmiştir. Şekil 4.18'de, hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin geometrisi yer almaktadır.



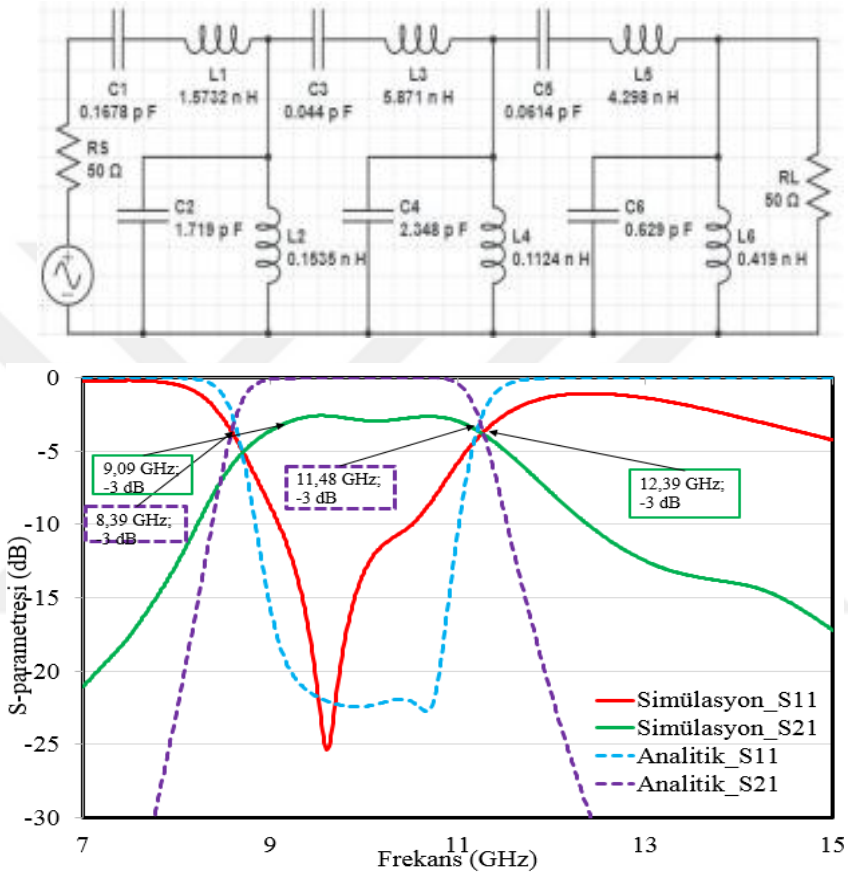
Şekil 4.18. Mikroşerit-SIW bant geçiren filtre geometrisi ve parametreler (Üstten görünüm) (Guvenli ve ark. 2021)

Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin parametre değerleri Çizelge 4.9'da yer almaktadır.

Çizelge 4.9. Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin parametreleri (Guvenli ve ark. 2021)

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
a	9,5	*w3*	1,9
d	1	*l1*	19,5
h	1,52	*l2*	3
s	1,5	*l3*	30
w1	3,2	*l4*	1,9
w2	0,44		

Bant geçiren filtrenin elektriksel eşdeğer devre elemanları değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Filtre derecesi n= 6 ve kaynak özdirenci Rs= 50 Ω olarak alınmıştır. Elektriksel eşdeğer devre elemanları değerleri şu şekildedir: C_1= 0,1678 pF, L_1 = 1,5732nH, C_2= 1,719 pF, L_2= 0,1535 nH, C_3= 0,044 pF, L_3= 5,871 nH, C_4= 2,348 pF, L_4= 0,1124 nH, C_5= 0,0614 pF, L_5= 4,298 nH, C_6= 0,629 pF ve L_6= 0,419 nH'dir.

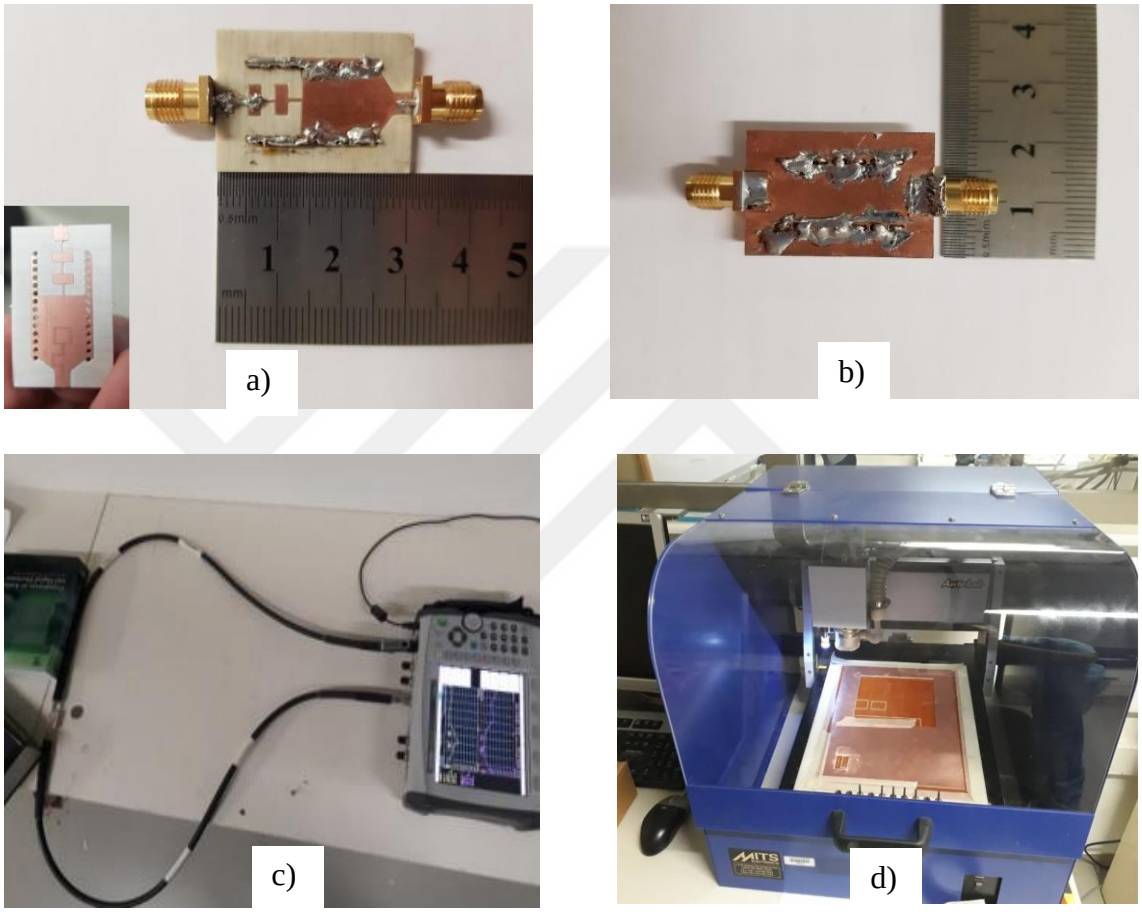


Şekil 4.19. Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin: (a) Chebyshev eşdeğer elektriksel devresi (b) Analitik ve simülasyon sonuçları (Guvenli ve ark. 2021)

Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin dalga boyu (λ_{bpf}) 16,95 mm olarak hesaplanmıştır. İletim bandı 2,63 GHz'dir. Şekil 4.19'da verilen analitik ve simülasyon sonuçlarına göre hesaplanan bant genişliği (BW) 2,63 GHz, simülasyondaki bant genişliği ise 3,30 GHz'dir. Genel olarak bant dışı frekans baskılama, simülasyon ile teorik sonuçlarda birbirine yakın ve 15 dB'den büyüktür. Simülasyondaki merkez frekansı, f_0= 10,61 GHz ve analitik hesaplamadaki merkez frekansı ise f_0 = 9,62 GHz'dir.

4.4.4. Tasarım Aşaması-IV: İki Portlu Mikroşerit-SIW Filtrenin Gerçeklenmesi ve Ölçüm

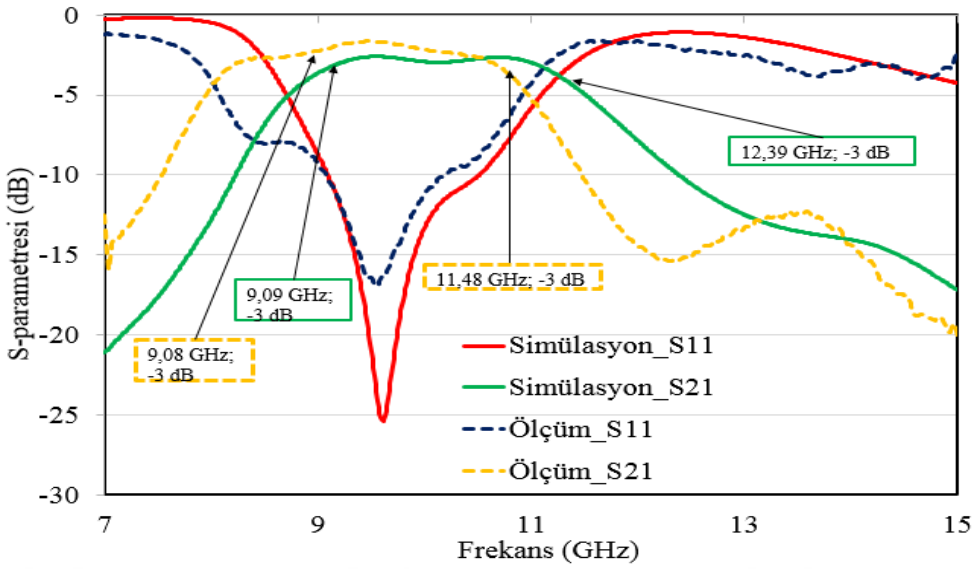
Üretilen filtre ve filtrenin üretilmesinde kullanılan CNC makine Şekil 4.20'de görülmektedir.



Şekil 4.20. Üretilen geniş bant M-SIW bant geçiren hibrit filtre: (a) Üstten Görünüm (b) Altan Görünüm (c) Ölçüm (d) Filtrenin üretildiği CNC makine (Guvenli ve ark. 2021)

Ölçüm, 4001 frekans noktası için örnekleme frekansı 10 kHz olacak şekilde 7 GHz - 15 GHz frekans aralığında yapılmıştır.

Ölçüm ve simülasyon sonuçları Şekil 4.21'de ayrıntılı olarak verilmiştir. Şekil 4.21'deki sonuçlara göre bant dışı frekans baskılama 15 dB'den büyüktür. Sonuçlar simülasyon değerlerini doğrulamaktadır.



Şekil 4.21. Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin simülasyon ve ölçüm sonuçları (Guvenli ve ark. 2021)

Şekil 4.21'de verilen ölçüm sonuçlarına göre iletim bandında geri dönüş kaybı genel olarak 10 dB'den büyük ve araya girme kaybı da 3 dB'den küçüktür. Teorik, simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmalı olarak Çizelge 4.10'da verilmiştir.

Çizelge 4.10. Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin analitik, simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması (Guvenli ve ark. 2021)

İşlem	Alt Kesim Frekansı (f_H) (GHz)	Merkez Frekansı (f_0) (GHz)	Üst Kesim Frekansı (f_H) (GHz)	Bant Genişliği (BW) (GHz)	Dalga Boyu (λ) (mm)
Analitik	8,39	9,62	11,02	2,63	16,95
Simülasyon	9,09	10,61	12,39	3,30	15,37
Ölçüm	9,08	10,20	11,48	2,40	15,98

Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin ölçüm ve simülasyon sonuçları ideal değere yakındır.

Çizelge 4.11. Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin literatürdeki bazı çalışmalarla karşılaştırılması (Guvenli ve ark. 2021)

Çalışmanın Adı	Tasarım Tipi	Merkez Frekansı (GHz) / Kısmi Bant Genişliği (*FBW*)	S_{11}	S_{21}	ε_r / tanδ,	Boyutlar
(Moitra ve ark. 2018c)	Tam mod-CSRR -SIW	2,75 / %98	>16,5 dB	< 2 dB	3,55 / 0,0023	59 mm × 17,2 mm
(He ve ark. 2008)	Yarım mod Mikroşerit -SIW	9,50 / %73,92	>10 dB	< 1,4dB	2,2 / 0,0013	76 mm × 7,1 mm
(Vala ve ark. 2019)	Yarım mod Mikroşerit -SIW	5 / %2	>22 dB	< 2 dB	2,2 / 0,0013	123 mm × 11,2 mm
(Garg ve ark. 2019)	Tam mod Mikroşerit -SIW	20 / %64	>15 dB	< 1,5 dB	3 / 0,0001	28,8 mm × 11,5 mm
(Lei ve ark. 2019)	Yarım mod SSP-SIW	(15,6-32,1) / %69,77	>10 dB	< 0,8 dB	2,65 / 0,0015	80 mm × 10 mm
Bu çalışma	Tam mod Mikroşerit -SIW	10,20 / %23,40	>10 dB	< 3dB	3,38 / 0,0027	20 mm × 30 mm

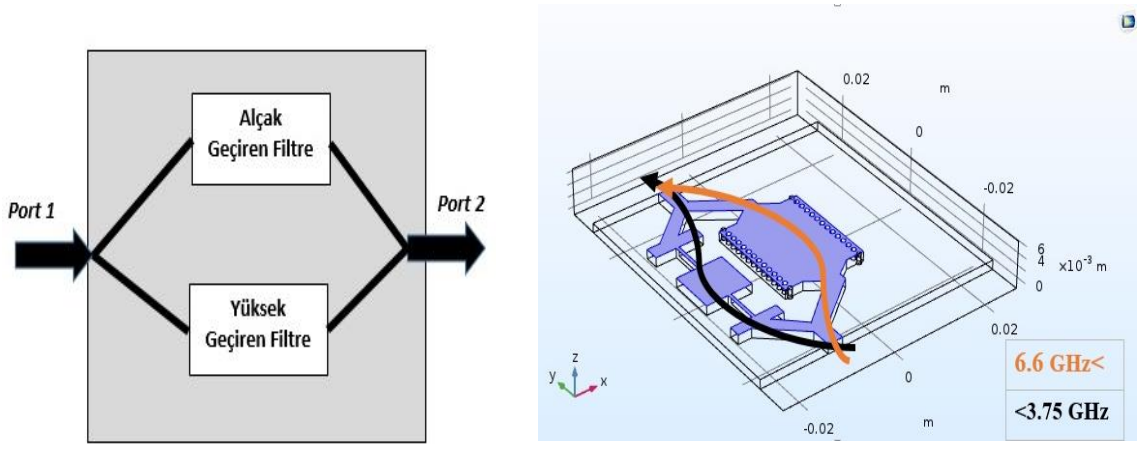
Çizelge 4.11'deki sonuçlara göre sunulan hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin diğer çalışmalara kıyasla boyut olarak en küçük olduğu görülmektedir. Düşük hacim, entegre edilme noktasında büyük bir avantajdır. Sunulan filtrenin S_{11} değerleri, He ve ark. (2008) ve Lei ve ark. (2019) çalışmaları ile benzerdir (S_{11} > 10 dB) ve kabul edilebilir bir büyüklüktedir. S_{21} değerlerinde en iyi sonuç Lei ve ark. (2019) çalışmasındadır (S_{21} < 0,8 dB). Sunulan Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin S_{21} parametreleri genel olarak S_{21} < 3 dB değerinde olup iyileştirme alanı olarak görülebilir ve bu değerler S_{21} < 2 dB olacak şekilde iyileştirilebilir. Sunulan Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin kısmi bant genişliği (Fractional Bandwidth) %23,40'dır ve filtre iyi bir bant genişliği sunmaktadır.

Üretilmiş Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin ölçüm sonuçlarına göre merkez frekansı 10,20 GHz ve bant genişliği 2,40 GHz'dir. Analiz ve ölçüm sonuçları kıyaslandığında kesim frekansındaki değişim %6,02 ve bant genişliğindeki değişim %8,74 GHz'dir. Genel olarak sonuçlar değerlendirildiğinde analiz, simülasyon ve ölçüm sonuçlarının uyum içerisinde olduğu görülmektedir.

4.5. Paralel Bağlantılı Hibrit Mikroşerit-SIW (PBHM-SIW) Bant Durduran Filtrenin Analizi, Tasarımı ve Üretimi

Dördüncü filtre çalışmasında yeni bir Paralel Bağlı Hibrit Mikroşerit-SIW (PBHM-SIW) bant durduran filtre tasarımı sunulmaktadır. SIW yüksek geçiren filtre ve mikroşerit alçak geçiren filtre birbirine paralel bağlı olarak entegre edilmiştir. PBHM-SIW bant durdurucu filtre teorik olarak ortaya konulmuş, simülasyonu yapılmış ve gerçeklenmiştir.

PBHM-SIW bant durduran filtre tasarımı üç aşamalı olarak gerçekleştirilmiştir. İlk aşamada, bir yüksek geçiren filtre modellenmiştir. İkinci aşamada, bir alçak geçiren filtre modellenmiştir. Hibrit Mikroşerit-SIW bant durduran filtre, birinci ve ikinci aşamadaki iki yapının paralel bağlanmasıyla elde edilmiştir. Paralel bağlı bir bant durduran filtre tasarımındaki temel yaklaşım, alçak geçiren filtrenin ve yüksek geçiren filtrenin frekans yanıtlarının toplamından bir bant durduran filtre oluşturmaktır. Alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrelerin frekansları geçirmeyen bölgelerinin kesiştirilmesi ile bir bant durduran filtre etkisi üretilmiştir. Bu yöntem, esnek bir bant durdurma filtresi tasarlamaya yardımcı olmaktadır. Filtre tasarım mimarisi Şekil 4.22'de verilmiştir.



a) b)

Şekil 4.22. Paralel bağlantılı bant durduran filtre mimarisi: (a) Hibrit filtre tasarım modeli (b) Filtre geometrisi

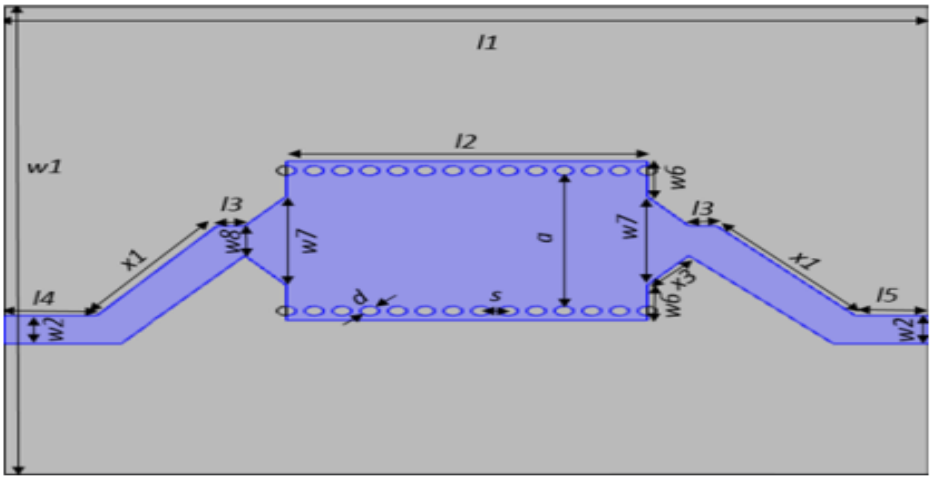
Şekil 4.22'de görüldüğü üzere iki filtre yapısı bir birine paralel olarak tasarlanmıştır. 0-3,75 GHz frekansları arasındaki sinyalleri alçak geçiren filtre iletir. Aynı şekilde 6,6 GHz arasındaki sinyalleri de yüksek geçiren filtre iletir. Bu sayede 3,75 GHz - 6,6 GHz frekans bandı aralığındaki sinyaller iletilmez, bir bant durduran filtre davranışı sergilenir. Bu metot, Frekans Anahtarlama Metodu (FAM) olarak isimlendirilebilir. Paralel yapıların bir birine bağlantı açısı, en iyi sonucu almak için 120 derece olarak belirlenmiştir.

Şekil 3.17'de verilen normalize frekansa karşılık düşen zayıflama değerleri dikkate alındığında filtre derecesi $n= 5$ olarak seçilmiştir. Beşinci dereceden Chebyshev mikroşerit alçak geçiren filtre parametresinin uzunluğu $\lambda_{lpf}/8$ olarak seçilmiştir. Yüksek geçiren SIW filtre bölümünün giriş ve çıkış portunda mikroşerit hattan SIW yapısına bağlantı konik bir bölümdür.

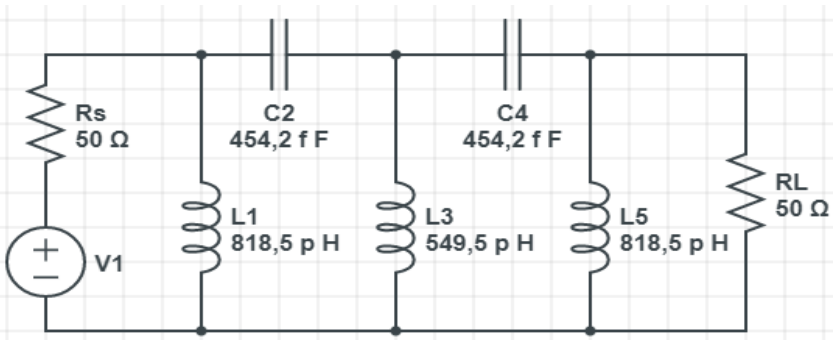
Alçak geçiren filtrenin kesim frekansı, bant durduran filtrenin -3 dB alt kesim frekansını belirlemektedir. Yüksek geçiren filtrenin kesim frekansı da ise bant durduran filtrenin -3 dB üst kesim frekansını belirlemektedir. Filtrenin, durdurma bandı frekans aralığı 3,75 GHz - 6,60 GHz; merkez frekans (f_0) 4,26 GHz; alt kesim frekansı (f_L) 3,07 GHz; üst kesim frekansı (f_H) 5,92 GHz; bant genişliği 2,85 GHz ve araya girme kaybı -30 dB olacak şekilde seçilmiştir.

4.5.1. Paralel Bağlı Filtre Tasarım Aşaması-I: Yüksek Geçiren İki Portlu SIW Filtrenin Tasarımı

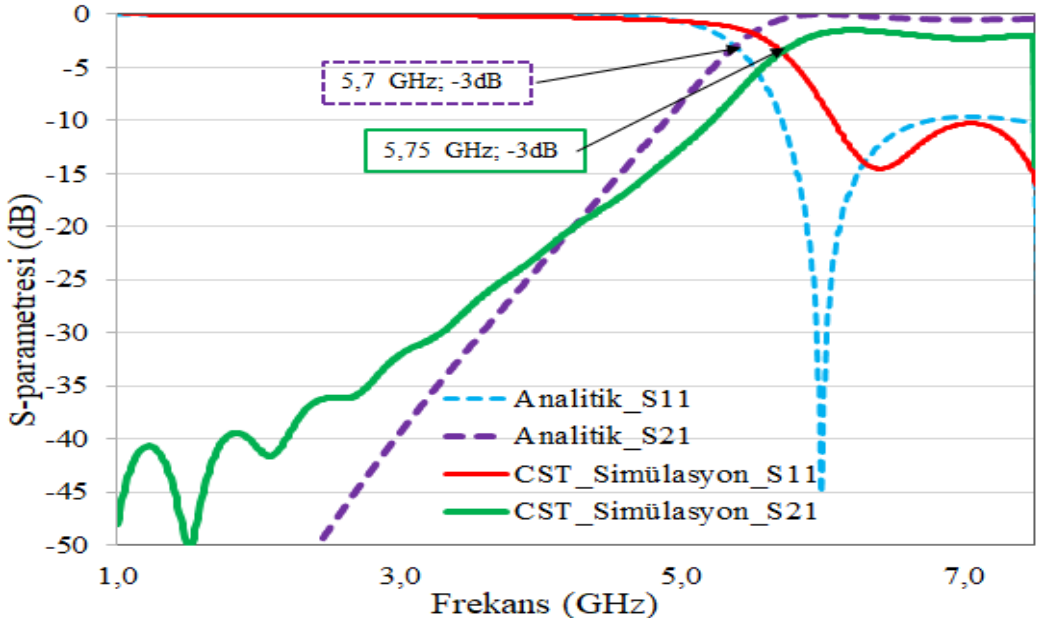
Tasarlanan SIW yüksek geçiren filtrenin geometrisi Şekil 4.23a'da gösterilmiştir. 5. dereceden 5,7 GHz kesim frekanslı Chebyshev yüksek geçiren filtrenin elektriksel eşdeğer devresi Şekil 4.23b'de verilmiştir. Chebyshev tip 0,5 dB dalgalanma faktörlü yüksek geçiren filtrenin hesaplanan dalga boyu (λ_{hpf}) 28,61 mm'dir. 1 GHz -7,5 GHz frekans aralığında SIW yüksek geçiren filtrenin analitik ve simülasyon sonuçları Şekil 4.23c'de gösterilmiştir.



a)



b)



c)

Şekil 4.23. SIW yüksek geçiren filtre: (a) Filtre geometrisi (Üstten görünüm) (b) Elektriksel eşdeğer devre (c) Analiz ve simülasyon sonuçları

SIW yüksek geçiren filtrenin parametre değerleri Çizelge 4.12'de yer almaktadır.

Çizelge 4.12. SIW yüksek geçiren filtrenin parametrik değerleri

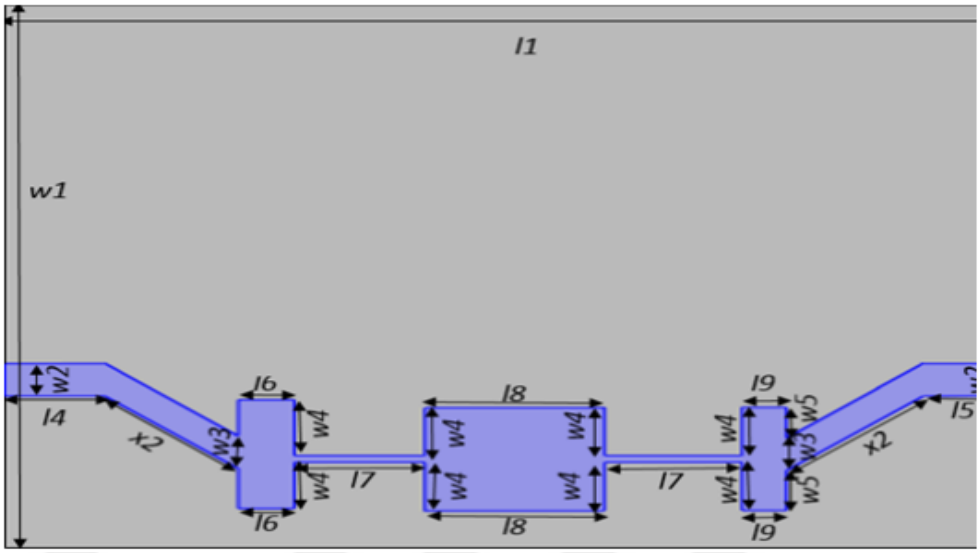
Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
a	17	*w8*	3,2
d	1	*l1*	50
h	1,52	*l2*	19,5
s	1,5	*l3*	1,5
w1	40	*l4*	5
w2	3	*l5*	4
w6	3,75	*x1*	12,18
w7	9,50	*x3*	3,15

Yüksek geçiren filtrenin elektriksel eşdeğer devre elemanları değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Filtre derecesi n= 5 ve kaynak öz direnci Rs= 50 Ω olarak alınmıştır. Elektriksel eşdeğer devre elemanları değerleri şu şekilde bulunmuştur: L_1= 818,5 pH, C_2= 454,2 pF, L_3= 549,5 pH, C_4= 454,2 pF ve L_5= 818,5 pH'dir.

CST Studio'da yapılan simülasyon sonuçları incelendiğinde iletim bandını dikkate alınmazsa bant dışı frekans baskılama iyidir, genel itibariyle 23 dB'den büyüktür. S_{11} değerleri iletim bandında 10 dB'den büyüktür. S_{21} değerleri iletim bandında (5,7 GHz - 7,5 GHz) 1,5 dB'den küçüktür. Simülasyondaki kesim frekansı, f_C= 5,75 GHz'dir. SIW filtre, simülasyon sonuçlarına göre iletim bandı sinyallerini iyi bir performansla iletmektedir. Analizdeki kesim frekansı 5,7 GHz ve simülasyondaki kesim frekansı 5,75 GHz'dir. Analitik değerler baz alındığında kesim frekans değişimi %0,88'dir.

4.5.2. Paralel Bağlı Filtre Tasarım Aşaması-II: Alçak Geçiren İki Portlu Mikroşerit Filtrenin Tasarımı

Bu çalışmadaki filtre tasarımında araya girme kaybı yöntemi kullanılmıştır. Beşinci dereceden Chebyshev mikroşerit alçak geçiren filtre, dalgalanma faktörü 3,0 dB olacak şekilde ve 3,75 GHz kesim frekansı için araya girme kaybı yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. 3,75 GHz'de kesim frekansına sahip mikroşerit alçak geçiren filtrenin geometrisi ve parametreleri Şekil 4.24'de sunulmuştur.



Şekil 4.24. Mikroşerit alçak geçiren filtre geometrisi

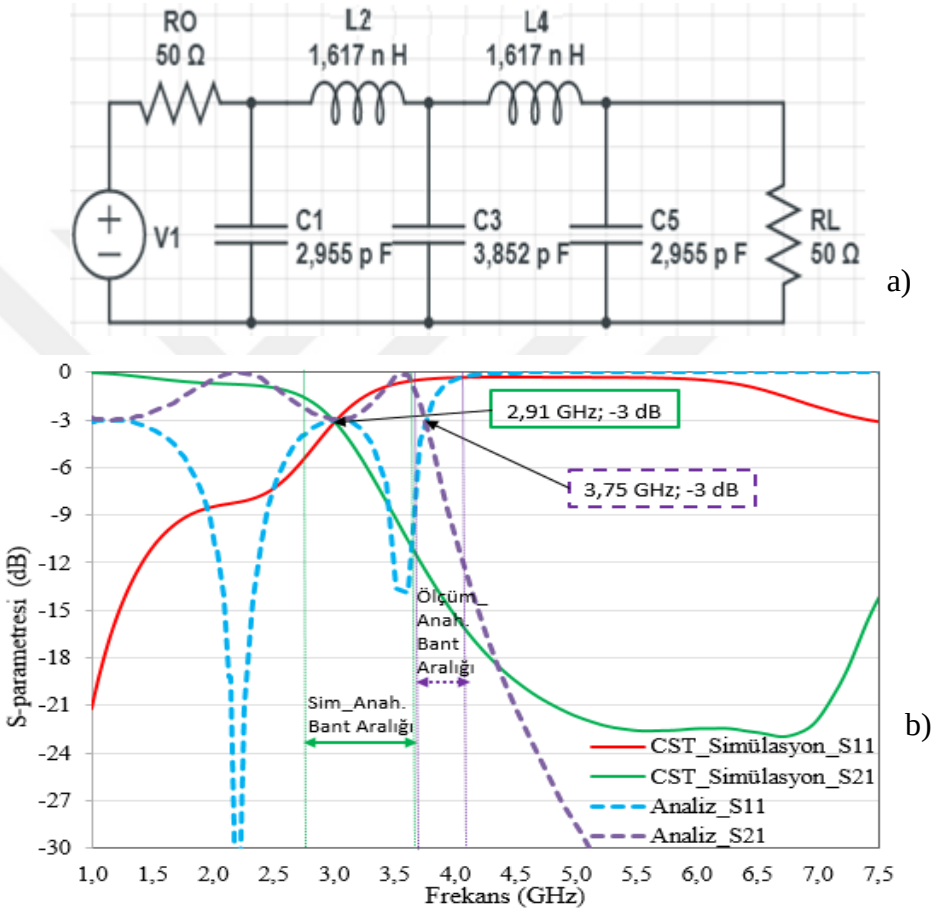
Şekil 4.24'de verilen alçak geçiren filtrenin parametreleri ve uzunluk değerleri Çizelge 4.13'de yer almaktadır.

Çizelge 4.13. Mikroşerit alçak geçiren filtrenin parametrik değerleri

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
h	1,52	*l1*	50
w1	40	*l6*	2,78
w2	3	*l7*	6,56
w3	3	*l8*	8,99
w4	4,4	*l9*	2,23
w5	3,24	*x2*	9,69

Alçak geçiren filtrenin elektriksel eşdeğer devre elemanları değerleri teorik olarak hesaplanmıştır. Filtre derecesi n= 5 ve kaynak öz direnci Rs= 50 Ω olarak alınmıştır. Elektriksel eşdeğer devre elemanları değerleri şu şekilde hesaplanmıştır: C_1= 2,955 pF, L_2 = 1,617 nH, C_3= 3,852 pF, L_4= 1,617 nH ve C_5= 2,955 pF'dir.

5. dereceden Chebyshev alçak geçiren filtrenin elektriksel eşdeğer devresi Şekil 4.25a'da verilmiştir. Filtrenin hesaplanan dalga boyu (λ_{lpf}) 43,37 mm'dir. 1 GHz -7,5 GHz frekans aralığını içeren mikroşerit alçak geçiren filtrenin frekans cevabı Şekil 4.25b'de gösterilmiştir. Simülasyondaki transition bandı (Anahtarlama bant aralığı), analitiğe göre 0,4 GHz daha geniştir.

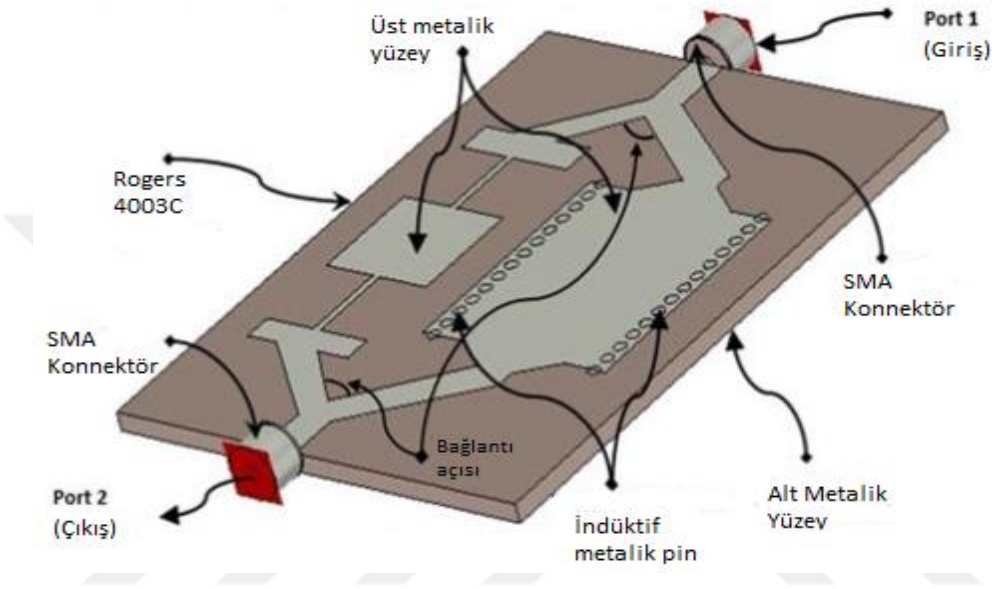


Şekil 4.25. Mikroşerit alçak geçiren filtre: (a) Eşdeğer elektriksel devre (b) Analiz ve simülasyon sonuçları

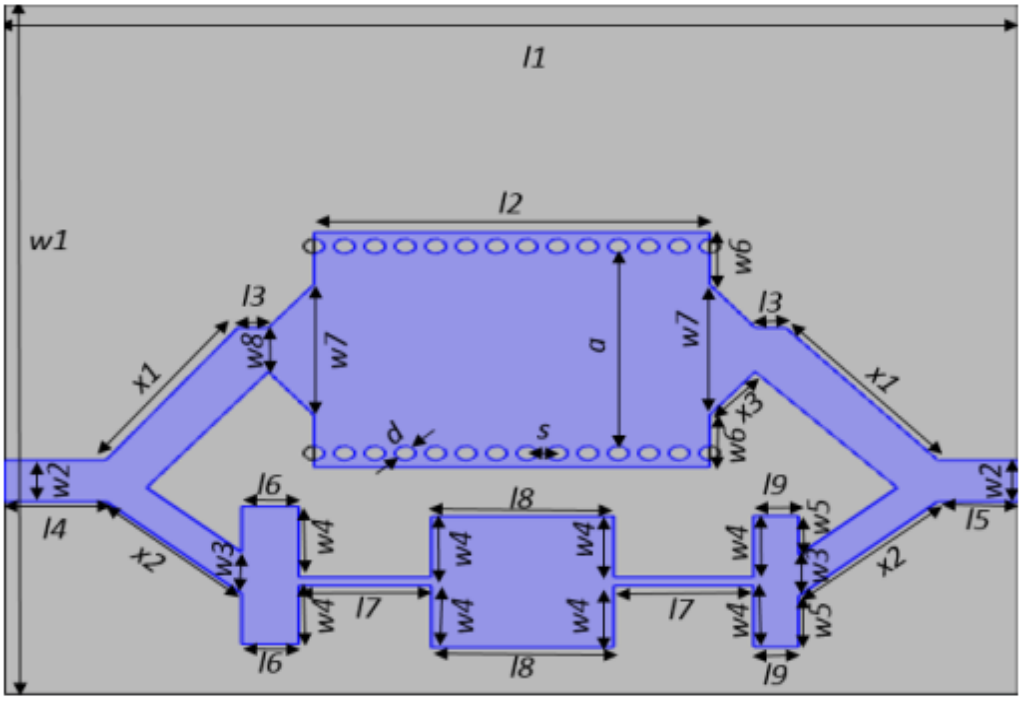
Simülasyondaki kesim frekansı 2,91 GHz ve analizdeki kesim frekansı 3,75 GHz'dir. Analitik değerler baz alındığında frekans değişimi %22,4'dür. Simülasyonda bant-dışı frekans baskılama oldukça iyidir ve genel olarak S_{21} değerleri 18 dB'den büyüktür.

4.5.3. Paralel Bağlı Filtre Tasarım Aşaması-III: Bant Durduran İki Portlu PBHM-SIW Filtrenin Tasarımı

PBHM-SIW bant durduran filtrenin üç boyutlu geometrisi ve parametreleri Şekil 4.26'da görülmektedir.



a)



b)

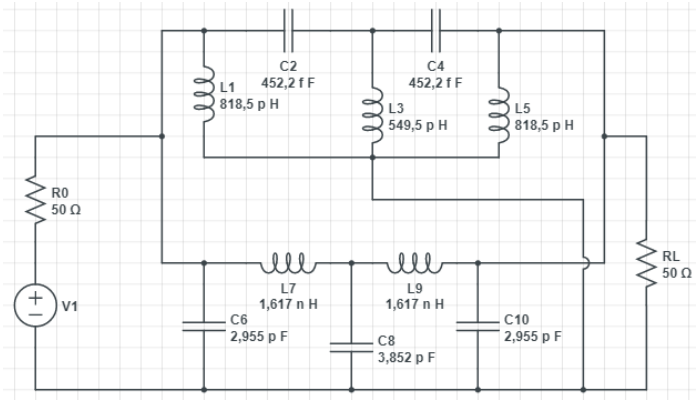
Şekil 4.26. PBHM-SIW bant durduran filtre: (a) 3D Geometri (b) Parametreler

Şekil 4.26b'de verilen, alçak ve yüksek geçiren filtrenin birleşiminden oluşan PBHM-SIW bant durduran filtrenin parametreleri ve uzunluk değerleri Çizelge 4.14'de verilmiştir.

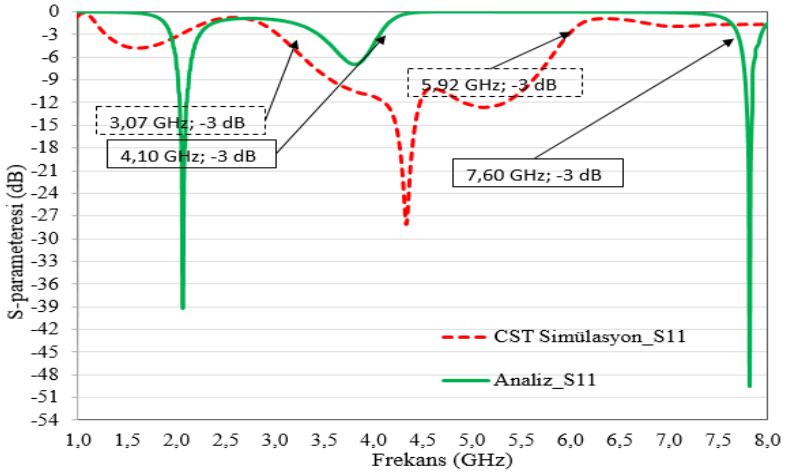
Çizelge 4.14. PBHM-SIW bant durduran filtrenin parametreleri ve uzunluk değerleri

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
a	17	*l1*	50
d	1	*l2*	19,5
h	1,52	*l3*	1,5
s	1,5	*l4*	5
w1	40	*l5*	4
w2	3	*l6*	2,78
w3	3	*l7*	6,56
w4	4,4	*l8*	8,99
w5	3,24	*l9*	2,23
w6	3,75	*x1*	12,18
w7	9,50	*x2*	9,69
w8	3,2	*x3*	3,15

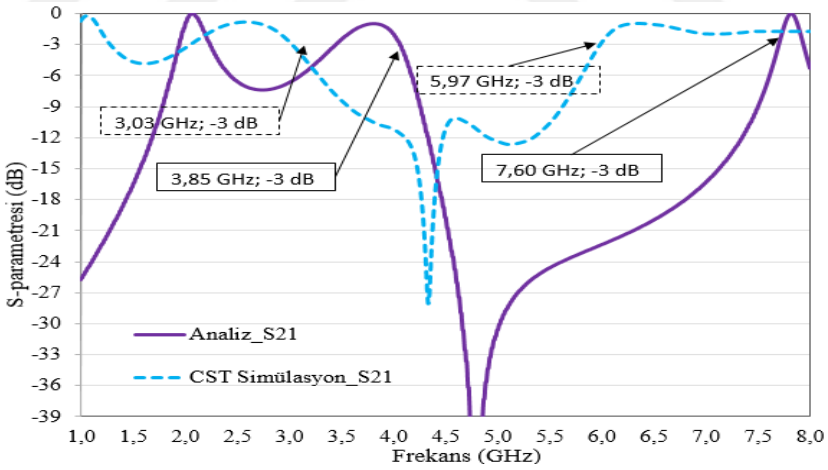
Araya girme kaybı metodu kullanılarak tasarlanan 5. dereceden bant durduran filtrenin eşdeğer elektriksel devre elemanları teorik olarak hesaplanmıştır. Dalgalanma faktörü 3 dB olan PBHM-SIW bant durduran filtrenin devre eleman değerleri sırasıyla L_1= 818,5 pH, C_2= 452,2 fF, L_3= 549,5 pH, C_4= 452,2 fF, L_5= 818,5 pH, C_6= 2,955 pF, L_7= 1,617 nH, C_8= 3,852 pF, L_9= 1,617 nH ve C_{10}= 2,955 pF'dır. Filtrenin eşdeğer devresi Şekil 4.27'de görülmektedir.



a)



b)



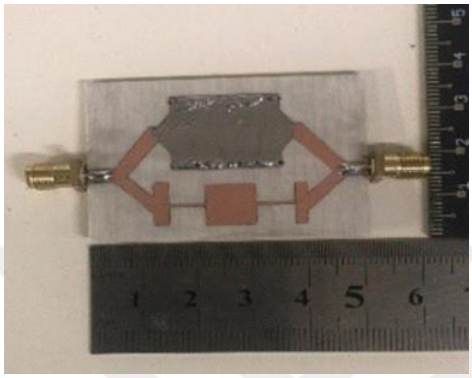
c)

Şekil 4.27. PBHM-SIW bant durduran filtre: (a) Eşdeğer devre (b) Teorik ve simülasyon sonuçları (S_{11}) (c) Teorik ve simülasyon sonuçları (S_{21})

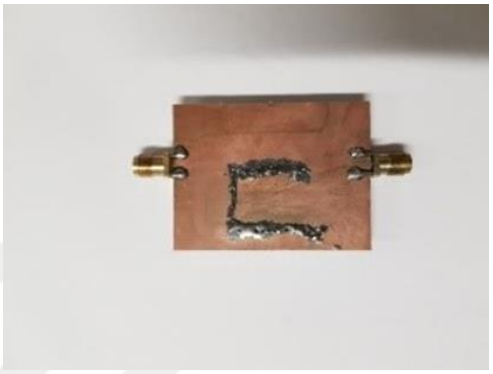
Teorik hesaplamalarla PBHM-SIW bant durduran filtrenin dalga boyu 29,22 mm'dir. Durdurma bandı bant genişliği 3,50 GHz ve simülasyondaki bant genişliği de 2,85 GHz'dir. Simülasyondaki merkez frekansı 4,26 GHz ve analizdeki merkez frekansı 5,58 GHz'dir.

4.5.4. Paralel Bağlı Filtre Tasarım Aşaması-IV: Bant Durduran İki Portlu PBHM-SIW Filtrenin Üretimi ve Ölçülmesi

Boyutları 50 mm x 40 mm x 1,52 mm olan PBHM-SIW bant durduran filtre Şekil 4.28'de gösterilmiştir.



a)



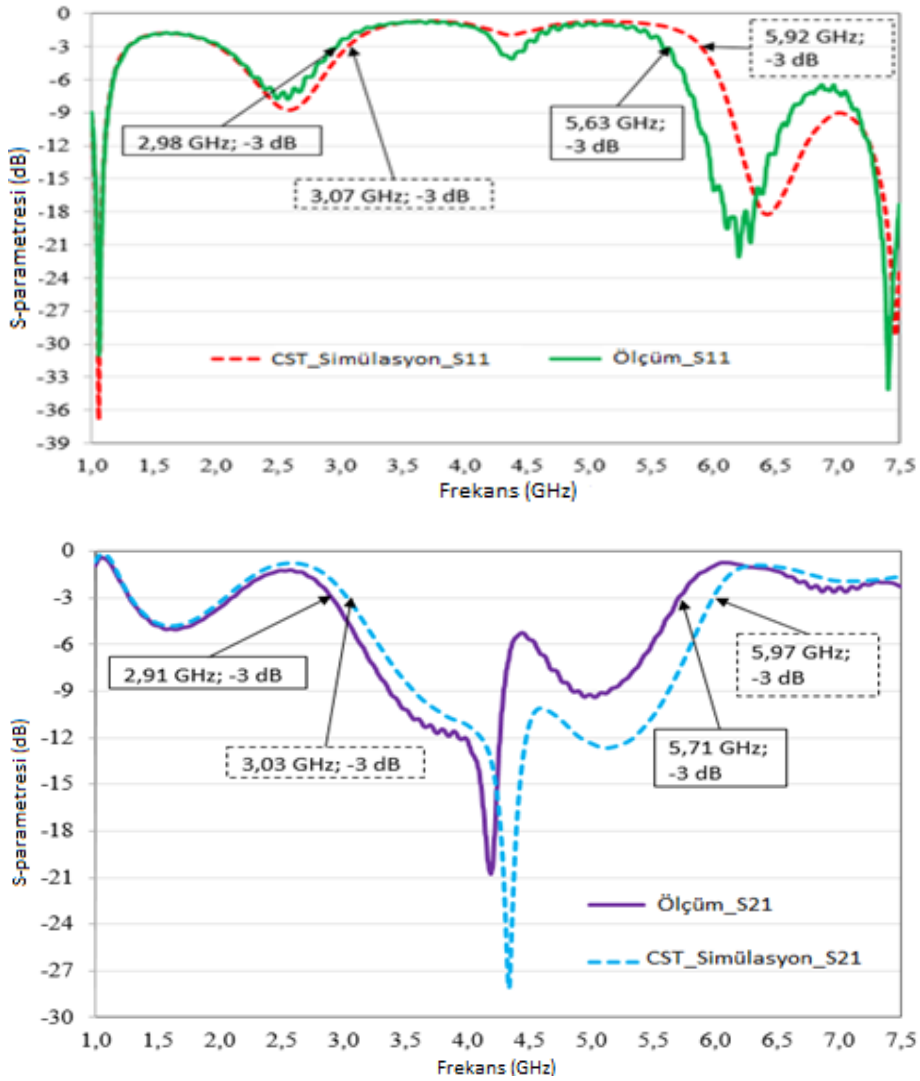
b)



c)

Şekil 4.28. Üretilen PBHM-SIW bant durduran filtre: (a) Üstten görünüm (b) Alttan görünüm (c) Ölçüm

Yapılan ölçümde daha hassas sonuçlar elde edebilmek için örnekleme frekansı 6,5 kHz alınmıştır. Ölçüm, 1 GHz- 7,5 GHz frekans aralığında gerçekleştirilmiştir. Filtrenin ölçüm düzeneği Şekil 4.28c'de gösterilmiştir.



Şekil 4.29. PBHM-SIW bant durduran filtrenin ölçüm ve simülasyon sonuçları: (a) S_{11} (b) S_{21}

Şekil 4.29'da görüldüğü gibi ölçümde -3 dB noktasına göre bant genişliği 2,65 GHz bulunmuştur. Gerçeklenen filtrenin alçak kesim frekansı 2,98 GHz; üst kesim frekansı 5,63 GHz ve merkez frekansı 4,10 GHz olarak ölçülmüştür. Ölçüm sonuçlarına göre durdurma bandındaki geri dönüş kayıplarının genel olarak 1,98 dB'den küçük olduğu görülmektedir. Durdurma bandındaki araya girme kaybı ise 9 dB'den büyüktür. S_{11} parametrelerinde 4,4 GHz ile 4,6 GHz arasındaki dalgalanmanın, alçak ve yüksek geçiren filtrelerinin anahtarlama frekans aralığına denk gelmesinden kaynaklı olduğu düşünülmektedir. Analiz, simülasyon ve ölçüm sonuçları Çizelge 4.15'de karşılaştırılmalı olarak verilmiştir.

Çizelge 4.15. PBHM-SIW bant durduran filtrenin analitik, simülasyon ve ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

İşlem	-3 dB Alt Kesim Frekansı (f_L) (GHz)	Merkez Frekansı (f_0) (GHz)	-3 dB Üst Kesim Frekansı (f_H) (GHz)	Bant Genişliği (BW) (GHz)	Dalga Boyu (λ) (mm)
Analitik	4,10	5,58	7,60	3,5	29,22
Simülasyon	3,07	4,26	5,92	2,85	38,28
Ölçüm	2,98	4,10	5,63	2,65	39,77

Üretilen PBHM-SIW bant durduran filtrenin simülasyon sonuçlarında; filtrenin bant genişliğinin 2,85 GHz ve filtrenin merkez frekansının 4,26 GHz olduğu görülmektedir. Simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında merkez frekansının frekans değişim oranı %7,02'dir. Ayrıca bant genişliğindeki frekans değişim oranı %3,76'dır. Simülasyondan elde edilen sonuçlar ve ölçümden elde edilen sonuçlar iyi bir uyum içindedir. Bu sonuçlar ideal analitik sonuçlara yakınsamaktadır.

Literatürde yer alan farklı SIW bant durduran filtrelerin sonuçları ile PBHM-SIW bant durduran filtrenin sonuçlarının karşılaştırılması Çizelge 4.16'da verilmiştir.

Çizelge 4.16. Literatürdeki bazı SIW bant durduran filtrelerin sonuçlarının karşılaştırılması

Çalışmanın Adı	Tasarım Tipi	Filtre Tipi	Merkez Frekansı (GHz) / Kısmi Bant Genişliği (FBW)	S_{11} (dB)	S_{21} (dB)	ε_r / tanδ
(Psychogiou ve ark. 2020)	Koaksiyel Rezonatör-SIW	Bant durduran filtre	3,73 / %12,5	<2 dB	> 20 dB	3,32 / 0,002
(Esmaeili ve ark. 2015)	Delikli Rezonatör -SIW	Bant durduran filtre	10,74 / %14,7	≤1,8 dB	≥32 dB	2,94 / 0,0012
(Hinojosa ve ark. 2018)	Yarık Halka Rezonatör -SIW	Bant durduran filtre	3,5 / %11,4	≤1,9 dB	≥25 dB	10,2 / 0,0023
(Husain ve ark. 2014)	Açısal Rezonatör -SIW	Bant durduran filtre	9,26 / %5,47	≤1,3 dB	≥18 dB	3,48 / 0,0037
Bu çalışma	Mikroşerit-SIW	Bant durduran filtre	4,26 / %66,9	<1,98 dB	≥ 9 dB	3,38 / 0,0027

Çizelge 4.16'daki sonuçlara göre yapılan PBHM-SIW bant durduran filtre çalışmanın diğer çalışmalardan daha fazla (%66,9) kısmi bant genişliği olduğu görülmektedir. Husain ve ark. (2014)'nın açısal rezonatörlü SIW çalışması en düşük S_{11} değerine sahiptir. PBHM-SIW bant durduran filtrenin S_{11} parametre değeri de bu çalışmanın sonuçlarına yakındır, fark 0,68 dB kadardır. Esmaeili ve ark. (2015)'nın çalışması ise S_{21} değerinde 25 dB'den fazla araya girme kaybı ile en iyi frekans cevabına sahiptir. Bant içi baskılama kabul edilebilir düzeydedir. Daha iyi frekans baskılama sonuçları için PBHM-SIW bant durduran filtrenin bant içi S_{21} değerleri optimizasyon çalışmasıyla iyileştirilebilir.

4.6. Hibrit M-SIW Bant Geçiren Filtrenin Optimizasyonu

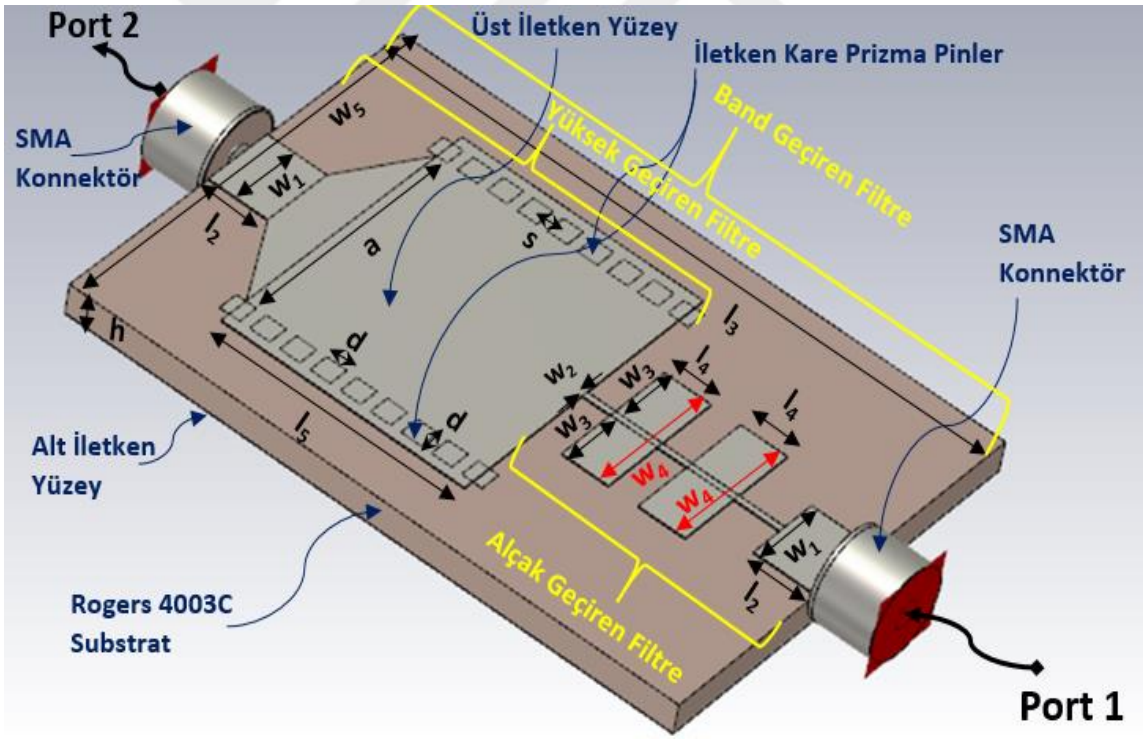
Bu çalışmada, daha önce teorik, simülasyon ve ölçüm değerleriyle ortaya konulmuş hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin simülasyondaki iletim bandı değerlerinin iyileştirilmesi için filtre optimizasyonu yapılmıştır. S_{11} değerlerinin en az -15 dB ve S_{21} değerlerinin en fazla -1 dB yaklaşık değerlerde olması öngörülmüştür. Merkez frekansı 8,01 GHz'e ve bant genişliği de %9'a çekilmesi hedeflenmiştir. Bu sayede daha kararlı bir iletim bandı ve daha baskın bir durdurma bandı elde etmek amaçlanmıştır.

İlk önce M-SIW bant geçiren filtrenin dalga yayılım doğrultusuna göre tam simetrisi sağlanmıştır. Silindirik pinler yerine kare prizma pinler kullanılmıştır. Bu metotlar, filtrenin iletim bandındaki (7 GHz - 9 GHz) S_{11} değerlerinin toplamının maksimum olması seçeneği aktif edilerek çalıştırılmıştır. Örnekleme frekansı (6 kHz) düşük tutularak daha kesin değerlere ulaşılmaya çalışılmıştır. Hibrit M-SIW Filtrenin optimizasyonunda, CST Studio Suite'de 5 farklı optimizasyon tekniği kullanılmıştır. Kullanılan metotlar şunlardır:

- Parametre uzayındaki noktaları hareketli parçacıklar olarak ele alan bir algoritma olan Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) (Partice Swarm Algortihm).
- Parametre uzayında noktalar oluşturan ve ardından bunları rastgele parametre mutasyonuyla birden çok nesil boyunca rafine eden evrimsel bir yaklaşım kullanan Genetik Algoritma.

- Quasi-Newton İnterpolasyonu'ndan daha yavaş olmasına rağmen tek parametreli problemler için basit olmasına karşın oldukça iyi bir teknik olan Klasik-Powell Algoritması.
- Optimumu bulmak için parametre alanı boyunca dağıtılmış birden çok noktayı kullanan bir optimizasyon tekniği olan Nelder-Mead (NM) Algoritması
- Optimizasyon için nispeten hızlı yakınsamaya sahip ve önceki yinelemeleri hatırlayabilen algoritma Kovaryans Matris Uyarlama Evrimsel Stratejisi (CMA-ES) (Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy).

Yapılan optimizasyon işlemlerinden sonra 5. dereceli (n=5); dalgalanma faktörü 0,1 dB; alt kesim frekansı 7,60 GHz (f_L); üst kesim frekansı 8,40 GHz (f_H); merkez frekansı (f_0) 7,99 GHz ve bant genişliği 0,80 GHz (%10,01) olan filtrenin geometrisi Şekil 4.30'da ve eleman değerleri Çizelge 4.17'de verilmiştir (Güvenli ve ark. 2022).



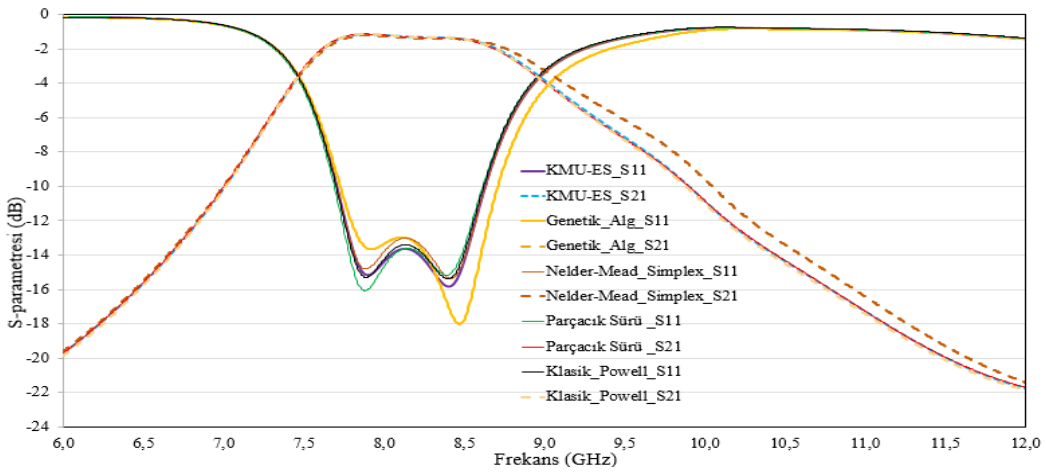
Şekil 4.30. Optimizasyonu yapılan filtre geometrisi (Güvenli ve ark. 2022)

Çizelge 4.17. Optimize Edilmiş M-SIW Filtrenin Parametre ve Uzunluk Değerleri

Parametre	Uzunluk (mm)	Parametre	Uzunluk (mm)
a	10,5	$w_4\,(2w_3 + w_2)$	6,165
d	1	w_5	20
h	1,52	l_2	3
s	1,5	l_3	30
w_1	3,2	l_4	2,3
w_2	0,44	l_5	12,05
w_3	2.927		

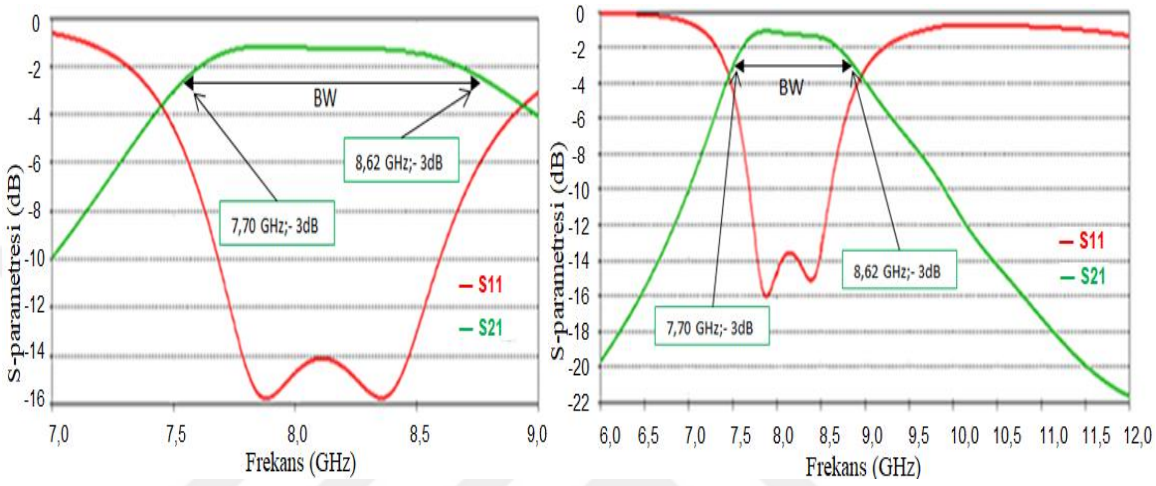
4.6.1. Hibrit M-SIW Bant Geçiren Filtrenin Optimizasyon Sonuçlarının Değerlendirilmesi

Alçak geçiren mikroşerit filtre kısmındaki kanat açıklığı (w_4) parametresi, alçak geçiren filtrenin kesim frekansını doğrudan etkilemektedir. Bundan dolayı alçak geçiren filtrenin iletim bandındaki S_{11} ve S_{21} sonuçlarını iyileştirmek için w_4 parametresi üzerinde çalışılmıştır. Optimizasyonlarda w_4 parametresi için minimum 6 mm, maksimum 6,5 mm olacak şekilde parametre uzayı tanım aralığı seçilmiştir. Şekil.4.31'de, 5 optimizasyon metodunun S-parametresi sonuç değerleri yer almaktadır (Güvenli ve ark. 2022). Yapılan optimizasyon çalışmaları değerlendirildiğinde, Parçacık Sürü Optimizasyon metodunda 7 GHz - 9 GHz frekans aralığında S_{11} değerlerinin toplamının en fazla olduğu görülmektedir.



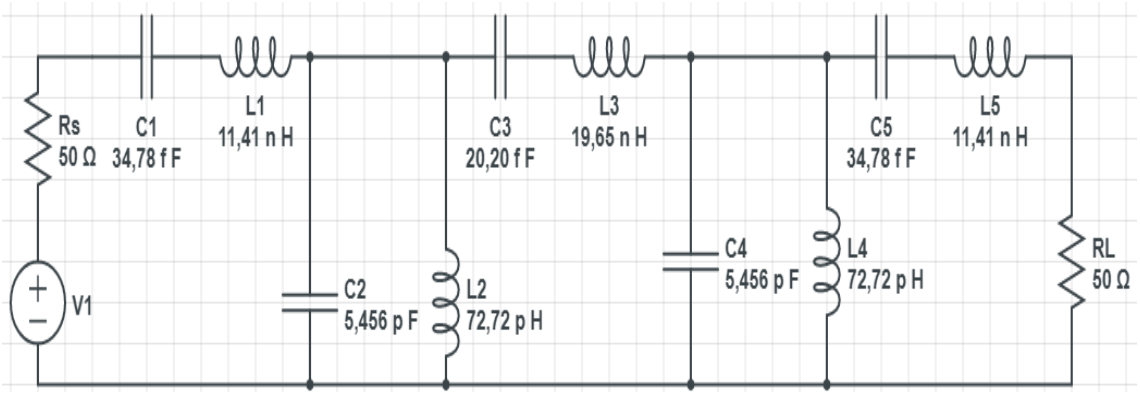
Şekil 4.31. Farklı optimizasyon metotları için filtrenin S_{11} ve S_{21} sonuçları

w_4 parametresinin uzunluğu, yapılan optimizasyon çalışmaları değerlendirildiğinde Parçacık Sürü Optimizasyon metoduyla elde edilen değer olan 6,165 mm'dir. w_4'ün optimize değeri için, Şekil 4.32'de simülasyon sonuçları yer almaktadır (Güvenli ve ark. 2022). İletim-bandında S_{21} değerleri genel olarak -14 dB'den küçüktür. S_{11} değerleri de -2 dB'den büyüktür.



Şekil 4.32. M-SIW Bant Geçiren Filtre (w_4= 6,165 mm): (a) 7 GHz - 9 GHz frekans aralığındaki S_{11} ve S_{21} sonuçları (b) 6 GHz - 12 GHz frekans aralığı S_{11} ve S_{21} sonuçları (Güvenli ve ark. 2022)

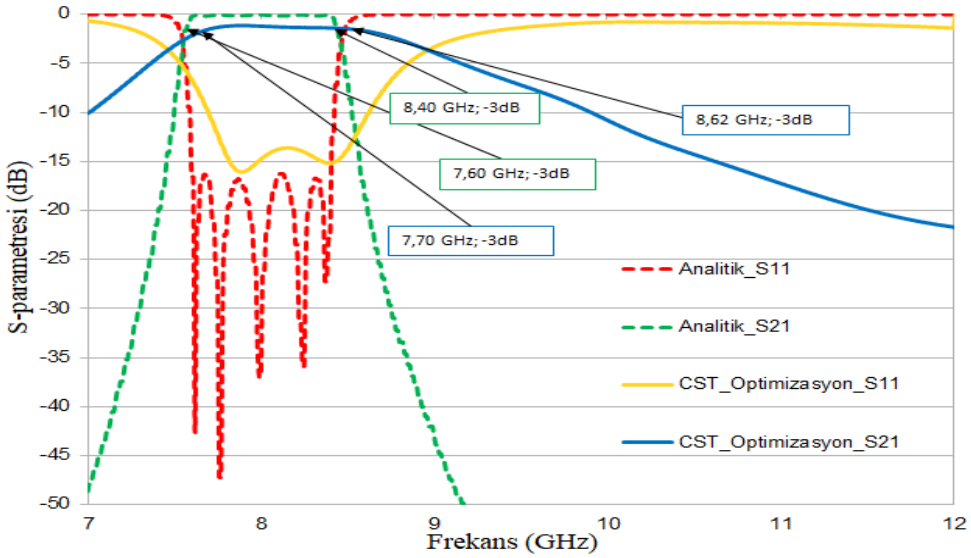
Hibrit M-SIW bant geçiren filtre derecesi 5; empedansı 50 Ω; Chebyshev T-tipi; iletim bandı dalgalanma faktörü 0,1 dB; alt kesim frekansı 7,60 GHz ve üst kesim frekansı 8,40 GHz olacak şekilde ele alınmıştır. RF-TOOLS online mikrodalga filtre devre tasarım uygulaması kullanılarak filtrenin eşdeğer devre eleman değerleri bulunmuştur. Filtrenin eşdeğer devre eleman değerleri; C_1= 34,78 fF, L_1= 11,41 nH, C_2= 5,456 pF, L_2= 72,72 pH, C_3= 20,20 fF, L_3= 19,65 nH, C_4= 5,546 pF, L_4= 72,72 pH, C_5= 34,78 fF ve L_5= 11,41 nH'dir. En son aşamada ise, LTspice XVII filtre tasarım uygulamasında bu eşdeğer devre sanal olarak oluşturulmuştur. Oluşturulan sanal eşdeğer devre simüle edilmiş ve M-SIW bant geçiren filtrenin analitik S-parametre sonuçları elde edilmiştir. Hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin eşdeğer devresi Şekil 4.33'de, S-parametre değerleri Şekil 4.34'de gösterilmektedir (Anonim, 2021b).



Şekil 4.33. Hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin eşdeğer devresi

Optimize edilmiş hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin hesaplanan dalga boyu (λ_{bgf}) 20,41 mm'dir. Şekil 4.34'de görüldüğü gibi iletim bandı 0,80 GHz'dir (%10,01). 0,80 GHz olan analitik bant genişliği, simülasyon sonucunda ise 0,92 GHz (%11,29) olarak bulunmuştur. Merkez frekansın (f_0) analitik değeri 7,99 GHz ve simülasyon sonucu ise 8,15 GHz'dir. Analitik ile simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında simülasyondaki merkez frekans %1,98 ve simülasyondaki bant genişliği ise %15 artmıştır.

Optimize edilmiş filtrenin S_{11} ve S_{21} değerleri Şekil 4.34'de verilmiştir. İletim bandındaki S_{11} değerleri yaklaşık -15 dB, analizde iletim bandındaki S_{11} değerleri yaklaşık -16 dB'dir. Simülasyon ve analiz sonuçlarına göre iletim bandı değerleri birbirine yakındır. M-SIW filtre; simülasyondaki iletim ve kesim geçiş bölgeleri (7,00 - 7,75 GHz ve 8,50- 10,00 GHz) incelendiğinde 0,73 GHz bant genişliğinde iletime ve 1,17 GHz bant genişliğinde kesime geçtiği görülmektedir. Analitik sonuçlarında ise filtrenin 0,14 GHz bant genişliğinde hem iletime hem de kesime geçtiği görülmektedir. Simülasyondaki anahtarlama frekans aralığı analitik sonuca göre, iletimde 0,59 GHz ve kesimde 1,03 GHz daha fazladır. Bant-dışı frekans baskılamada ise hem analitik hem de simülasyon değerleri genel olarak benzer davranışlar sergilemektedir.



Şekil 4.34. Hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin CST simülasyon ve analitik S_{11} ile S_{21} sonuçlarının karşılaştırılması (Güvenli ve ark. 2022)

Geri dönüş kaybı, iletim-bandında -13 dB'den küçüktür. Araya girme kaybı ise -2 dB'den büyüktür. Filtrenin analitik ve simülasyon değerlerinin alt kesim, merkez, üst kesim frekansı, bant genişliği ve dalga boyu karşılaştırmalı olarak Çizelge 4.18'de ayrıntılı şekilde verilmiştir.

Çizelge 4.18. Optimize edilen hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin analiz ve simülasyon sonuçları (Güvenli ve ark. 2022)

Optimizasyon Çalışması	**-3 dB Alt Kesim Frekansı (f_L) (GHz)**	**Merkez Frekansı (f_0) (GHz)**	**-3 dB Üst Kesim Frekansı (f_H) (GHz**	**Bant Genişliği (BW) (GHz)**	**Dalga Boyu (λ) (mm)**
Analitik	7,60	7,99	8,40	0,80	20,41
Simülasyon	7,70	8,15	8,62	0,92	20,02

Bu çalışmada, Bölüm 4.4'de verilen bant geçiren filtre çalışmasının optimizasyonu yapılmıştır. M-SIW bant geçiren filtrenin S-parametre bant-içi ve bant-dışı kısımlarının iyileştirilmesi sağlanmıştır. Modüler olarak tasarlanmış bant geçiren filtrede, yüksek geçiren SIW filtre yapısının EM dalgaların yayılım yönü doğrultusunda simetrisi korunmuştur. Tasarımda sadelik, üretimde kolaylık anlayışıyla silindirik iletken pinler yerine kare prizma pinler seçilmiş ve iletken pin sayısı 28'den 18'e düşürülmüştür.

Alçak geçiren Mikroşerit filtre kısmındaki kanat açıklığı (w_4) parametresi, alçak geçiren filtrenin kesim frekansı doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle w_4 parametresin 6 mm-6,5 mm uzunluk aralığında 5 farklı algoritma modülü ile optimizasyon çalışması yapılmıştır.

İletim bandında, S_{11} değerlerinin toplamının en düşük değerde olması amaçlanmıştır. Bu yaklaşım ile metotlar karşılaştırıldığında, Parçacık Sürü Optimizasyonu algoritma metodu iletim bandındaki S_{11} değerleri toplamının en fazla olması nedeniyle seçilmiş ve w_4 değeri 6,165 mm olarak alınmıştır. 7 GHz-12 GHz frekans aralığındaki simülasyon sonuç değerleri, analitik değerler gibi hem bant-içi frekansları iletmede hem de bant-dışı frekansları bastırmada oldukça iyidir. Eşitlik (3.52)'ye göre kalite faktörü 2,75 ve modüler yapıdaki X-Bant uygulaması olan H-hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin optimizasyondan sonraki kalite faktörü değeri 8,85 olarak bulunmuştur. Bir bant geçiren filtrenin seçicilik göstergesi olan kalite faktörü, optimizasyon işlemi sayesinde Guvenli ve diğ., (2021)'nin sunduğu çalışmaya göre 3,21 kat artırılmıştır.

Çizelge 4.19'da optimizasyon çalışması ile literatürde sunulmuş SIW bant geçiren filtre çalışmalarının karşılaştırılması verilmiştir (Güvenli ve ark. 2022).

Çizelge 4.19. Farklı SIW bant geçiren filtre sonuçlarının karşılaştırılması (Güvenli ve ark. 2022)

Yapılan Çalışma	**Filtre Tasarım Tipi**	**Merkez Frekans (GHz)**	**Bant Genişliği (GHz) / Kısmi Bant Genişliği (FBW)**	**S_{11} (dB)**	**S_{21} (dB)**	**εr/ tanδ**	**Kalite Faktörü**	**Boyut (mm× mm)**
Chen ve diğ., (2018)	SSPP-SIW	11,20	7,30 / %65,18	12 <	< 2	2,20/ Veri yok	1,53	100×20
Hussein ve diğ., (2020)	FVVHW-SIW	11,65	2,50/ %21,46	16 <	< 3,3	3,38/ 0,0027	4,66	40×12,70
Weiping ve diğ., (2017)	DGS-SIW	10,10	5,40/ %53,46	15 <	< 1,4	3,50/ 0,0018	1,87	10×17
Wu ve diğ., (2021)	Hava Boşluklu-SIW	32,27	0,90/ %2,79	24 <	< 1,2	2,20/ 0,0009	35,85	25×26,90
Xu ve diğ., (2016)	Rezonatör-SIW	12,25	0,50/ %4,08	17,4<	< 1	Veri yok	24,50	51,78×30
Bu çalışma	M-SIW	8,15	0,92/ %11,3	13 <	< 3	3,38/ 0,0027	8,85	30×20

Çizelge 4.19'daki sonuçlar incelendiğinde M-SIW bant geçiren filtre çalışması, kalite faktörü değerine göre 3. sırada yer almaktadır. Filtrelerin kalite faktörü değerleri sırasıyla, Wu ve diğ., (2021)'nin 35,85; Xu ve diğ., (2016)'nin 24,50 ve bu çalışmanın da 8,85'dir. Endüstriyel üretimde ürünün boyutlarının önemi gün geçtikçe arttığı düşünüldüğünde, bu çalışmadaki M-SIW filtrenin boyutu Wu ve diğ., (2021)'nin ve Xu ve diğ., (2016)'nın çalışmalarındaki filtre boyutundan küçüktür.

Tasarımda simetri sağlanarak hesaplanan hücre sayıları ile simülasyon süresi %60 oranında azaltılmıştır. Hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin; iletim bandı [f_L-f_H] 7,60 GHz- 8,40 GHz, merkez frekansı (f_0) 7,99 GHz, bant genişliği de 0,80 GHz (%10,01) olacak şekilde teorik olarak ortaya konulmuştur. M-SIW bant geçiren filtrenin simülasyon sonuçlarına göre, merkez frekansı 8.147 GHz ve bant genişliği 0,92 GHz'dir (%11,29). Analitik ve simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında, merkez frekansındaki frekans değişim oranı %1,977 ve bant genişliğindeki değişim oranı %15 olduğu görülmektedir. Genel olarak analitik ve simülasyon sonuçların birbiriyle uyumlu olduğu görülmektedir.

5. SONUÇ

Bu tez çalışmasında farklı mikroşerit-SIW filtre tasarımlarının analizi yapılmış, simülasyonu gerçekleştirilmiş ve üretilmiştir. Sunulan filtre tasarımlarının sonuçları literatürdeki örnek çalışmalar karşılaştırılmıştır. Ayrıca bant geçiren hibrit mikroşerit-SIW filtre tasarımı yeniden ele alınmış ve optimizasyon çalışmasında w_4 filtre parametresi değeri iyileştirilmiştir.

Birinci filtre çalışmasında; X ve Ku-Bandı'nda çalışacak simetrik pencereli SIW filtre tasarımları geliştirilmiştir. Geliştirilen filtrelerin simülasyon sonuçlarına göre bir, iki ve üç simetrik pencereli SIW filtreler bant geçiren filtre davranışı sergilemiştir. Tasarlanan filtrenin simülasyonunda bant genişliği (BW) = 4,76 GHz, alt kesim frekansı (f_L) = 10,52 GHz, üst kesim frekansı (f_H) = 15,27 GHz, merkez frekansı (f_0) = 12,89 GHz ve dalga boyu (λ) 12,65 mm olarak elde edilmiştir. SIW filtrede simetrik pencere kullanmanın etkisi incelenmiştir. SIW filtrenin iletim bandında araya girme kaybı (IL) 1,47 dB ve geri dönüş kaybı (RL) 10,89 dB olarak elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlardan simetrik pencere sayısı artırıldıkça iletim bandı bant genişliği ve merkez frekans (f_0) değeri yükseldiği tespit edilmiştir.

İkinci filtre çalışmasında; iki simetrik pencereli yeni bir SIW filtre modellenmiştir. Filtrenin simülasyon sonuçlarında bant genişliği (BW)= 7,296 GHz; -3 dB alt kesim frekansı (f_L)= 7,368 GHz; -3 dB üst kesim frekansı (f_H) = 14,664 GHz; merkez frekansı (f_0)= 10,232 GHz olarak elde edilmiştir. Filtrenin yapılan ölçümde ise bant genişliği (BW)= 7,277 GHz; -3 dB alt kesim frekansı (f_L)= 6,594 GHz; -3 dB üst kesim frekansı (f_H) = 13,871 GHz ve merkez frekansı, (f_0)= 10,232 GHz olarak bulunmuştur. Ayrıca geri dönüş kaybı, 6,594 GHz ile 13,871 GHz frekans aralığında 10 dB'den büyük ve araya girme kaybı da 3 dB'den küçük elde edilmiştir. Ölçüm ve simülasyon sonuçları karşılaştırılmalı incelendiğinde merkez frekansındaki değişim %7,116 -3 dB noktası alt kesim frekansındaki değişim %10,504 -3 dB noktası üst kesim frekansındaki değişim %5,407 ve bant genişliğindeki değişim %0,274 bulunmuştur. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarında araya girme kaybı değerleri 3 dB'den küçük ve geri dönüş kaybı değerleri

ise 10 dB'den büyüktür. Simülasyon ve ölçüm değerlerinin birbiriyle uyumlu olduğu görülmüştür.

Üçüncü filtre çalışmasında; hibrit geniş bant bant durduran filtre incelenmiştir. Tasarımda ortaya konulan şeffaflık ve modülerlik, çalışmalarda istenen frekans aralığı için filtre geliştirebilmeyi oldukça kolaylaştırmıştır.

Tasarlanan üçüncü filtrenin simülasyondaki bant genişliği (BW)= 4,81 GHz; alt kesim frekansı (f_L)= 2,68 GHz; üst kesim frekansı (f_H)= 7,49 GHz ve merkez frekansı (f_0)= 4,48 GHz'dir. Simülasyondaki araya girme kaybı ise 0,7 dB'den küçüktür. Üretilen geniş bant M-SIW bant durduran filtrenin bant genişliği (BW)= 5,15 GHz; alt kesim frekansı (f_L) = 2,82 GHz; üst kesim frekansı (f_H)= 7,97 GHz ve merkez frekansı (f_0)= 4,74 GHz olarak ölçülmüştür. Ölçümdeki araya girme kaybı 0,9 dB'den küçüktür.

CST Studio Suite simülasyon sonuçları temel alındığında ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasında kesim frekansındaki değişim %5,8 ve bant genişliğindeki değişim %7,07 olarak bulunmuştur. Durdurma banındaki geri dönüş kaybı ise hem ölçüm hem de simülasyon sonuçlarına göre 10 dB'den büyüktür. 8 GHz-14 GHz frekans aralığında, simülasyon ve ölçümdeki S_{21} değerlerinde farklılıklar olduğu görülmektedir. Bunun nedeninin üretimde kullanılan SMA 180C koaksiyel konnektörden ve lehimlemelerden kaynaklı kayıplar olduğu düşünülmektedir.

Dördüncü filtre çalışmasında; Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin teorik analizi yapılmış, simülasyonu gerçekleştirilmiş ve filtre laboratuvar ortamında üretilmiştir.

Çalışmada Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin bant aralığı 8,39 GHz ile 11,02 GHz olarak hesaplanmış ve filtrenin bant genişliği (BW)= 2,63 GHz; -3 dB alt kesim frekansı (f_L)= 8,58 GHz; -3 dB üst kesim frekansı (f_H)= 11,02 GHz ve merkez frekansı (f_0) = 9,62 GHz olacak şekilde analitik hesaplamalar yapılmıştır.

Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin simülasyon sonuçlarına göre merkez frekansı (f_0) = 10,61 GHz, bant genişliği (BW)= 3,30 GHz,-3 dB alt kesim frekansı (f_L)= 9,09 GHz; -3 dB üst kesim frekansı (f_H)= 12,39 GHz'dir.

Üretilmiş Mikroşerit-SIW bant geçiren filtrenin ölçüm sonuçlarına göre merkez frekansı 10,20 GHz ve bant genişliği 2,40 GHz'dir. Analiz ve ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında kesim frekansındaki değişim %6,02 ve bant genişliğindeki değişim %8,74'dir. Genel olarak sonuçlar değerlendirildiğinde; analiz, simülasyon ve ölçüm sonuçlarının uyum içerisinde olduğu görülmektedir.

Tasarlanan hibrit Mikroşerit-SIW bant geçiren filtre farklı çalışmalarla kıyaslanmış ve en küçük boyuta sahip olduğu görülmüştür. Sunulan filtrenin S_{21} parametreleri genel olarak < 3 dB değerinde olup iyileştirme alanı olarak görülebilir ve bu değerler < 2 dB olacak şekilde iyileştirilebilir. Filtrenin kısmi bant genişliği (FBW) %23,4'tür ve iyi bir bant genişliği sunmaktadır.

Beşinci filtre tasarım çalışmasında; yeni bir Paralel Bağlı Hibrit Mikroşerit-SIW (PBHM-SIW) bant durduran filtre tasarımı sunulmuştur. SIW yüksek geçiren filtre yapısı ile mikroşerit alçak geçiren filtre yapısı birbirine paralel bağlı olarak entegre edilmiştir. PBHM-SIW bant durduran filtre teorik olarak ortaya konulmuş, simülasyonu yapılmış ve laboratuvarda üretilmiştir. PBHM-SIW bant durduran filtrenin simülasyon sonuçlarında; filtrenin bant genişliği 2,85 GHz ve filtrenin merkez frekansı 4,26 GHz olarak elde edilmiştir. Simülasyon ve ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında merkez frekansının frekans değişim oranı %7,02'dir. Ayrıca bant genişliğindeki frekans değişim oranı %3,76'dır. Simülasyondan elde edilen sonuçlar ve ölçümden elde edilen sonuçlar uyum içindedir.

Ölçüm sonuçlarına göre durdurma bandındaki geri dönüş kayıplarının genel olarak 1,98 dB'den küçük olduğu görülmektedir. Durdurma bandındaki araya girme kaybı ise 9 dB'den büyüktür. S_{11} parametrelerinde 4,4 GHz ile 4,6 GHz arasındaki dalgalanmanın, alçak ve yüksek geçiren filtrelerinin anahtarlama frekans aralığında olmasından kaynaklı olduğu düşünülmektedir.

Tasarlanan PBHM-SIW bant durduran filtre çalışmasının karşılaştırıldığı literatürdeki örnek çalışmalardan daha fazla (%66,9) kısmi bant genişliğine sahip olduğu görülmektedir. Ayrıca yüksek frekanslı anahtarlama devre elemanı gibi davranmaktadır. Filtrenin bant içi S_{11} değerlerinin uygun olduğu ama S_{21} değerlerinin 10 dB kadar daha iyileştirilmesinin uygun olacağı düşünülmektedir.

Altıncı çalışma olan filtre optimizasyon çalışmasında; dördüncü filtre çalışmasında daha önce ortaya konulan hibrit M-SIW bant geçiren filtrenin iletim bandı değerlerinin iyileştirilmesi için filtre optimizasyonu yapılmıştır. S_{11} değerlerinin en az -15 dB ve S_{21} değerlerinin en fazla -1 dB yaklaşık değerlerde olması öngörülmüştür. Daha kararlı bir iletim bandı ve daha baskın bir durdurma bandı elde etmek için merkez frekansı 8,01 GHz'e ve bant genişliği de %9'a çekilmesi hedeflenmiştir.

Alçak geçiren mikroşerit filtre kısmındaki kanat açıklığı (w_4) parametresi, alçak geçiren filtrenin kesim frekansını doğrudan etkilemektedir. Filtrenin iletim bandındaki S_{11} ve S_{21} sonuçlarını iyileştirmek için w_4 parametresi 6 mm- 6,5 mm aralığında ve örnekleme frekansı da 6 kHz olarak seçilmiştir. Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Genetik Algoritma, Klasik-Powell Algoritması, Nelder-Mead (NM) Algoritması ve Kovaryans Matris Uyarlama Evrimsel Stratejisi (CMA-ES) algoritması optimizasyon teknikleri ilgili filtreye uygulanmıştır. Elde edilen optimizasyon sonuçları birbirine yakın çıkmıştır. 7 GHz- 9 GHz frekans aralığında S_{11} değerlerinin toplamının en fazla olduğu Parçacık Sürü Optimizasyonu metodunun daha uygun olduğu görülmüştür.

Optimize edilmiş filtrenin iletim bandındaki S_{11} değerleri yaklaşık -15 dB, analizde iletim bandındaki S_{11} değerleri yaklaşık -16 dB'dir. Simülasyon ve analiz sonuçlarına göre iletim bandı değerleri birbirine yakındır. M-SIW filtre; simülasyondaki iletim ve kesim geçiş bölgeleri (7,00- 7,75 GHz ve 8,50- 10,00 GHz) incelendiğinde 0,73 GHz bant genişliğinde iletime ve 1,17 GHz bant genişliğinde kesime geçtiği görülmektedir. Analitik sonuçlarında ise filtrenin 0,14 GHz bant genişliğinde hem iletime hem de kesime geçtiği görülmektedir. Simülasyondaki anahtarlama frekans aralığı analitik sonuca göre, iletimde 0,59 GHz ve kesimde 1,03 GHz daha fazladır. Bant-dışı frekans

baskılamada ise hem analitik hem de simülasyon değerleri genel olarak benzer davranışlar sergilemektedir.

Analitik ve simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında, merkez frekansındaki frekans değişim oranı %1,977 ve bant genişliğindeki değişim oranı %15'tür. Yapılan optimizasyon çalışması sayesinde filtrenin 2,75 olan kalite faktörü değeri 8,85 değerine yükseltilmiştir. Filtrenin kalite faktöründeki iyileşme oranı %321,81'dir.

Sonraki çalışmada, mikroşerit ve SIW yapıların kullanıldığı bütünleşik filtre-anten tasarımı ve uygulaması üzerinde çalışılacaktır.

KAYNAKLAR

Abbaspour-Tamijani, A., Dussopt, L., Rebeiz, G. M. (2003). Miniature and tunable filters using mems capacitors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(7): 1878–1885. doi: 10.1109/TMTT.2003.814317

Adhikari, S., Ghiotto, A., Wu, K. (2013). Simultaneous Electric and Magnetic Two-Dimensionally Tuned Parameter-Agile SIW Devices. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(1): 423–435. doi: 10.1109/TMTT.2012.2226058

Adhikary, M., Sarkar, A., Sharma, A., Biswas, A., Akhtar, M.J. (2018). TE_{20} Mode Air Filled SIW based Balun Bandpass Filter, 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 23-26 October, 2018, Busan, Korea (South).

Anonim, (2021a). DWDM Filters Application. https://www.iridian.ca/product-category/telecom-filters/dwdm-filters/-(Erişim tarihi: 08.08.2021).

Anonim, (2021b). Simulasyon programı (LTspice VII Simülasör). https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html. – (Erişim Tarihi: 14.08.2021)

Armendariz, M., Sekar V., Entesari, K. 2010. Tunable SIW bandpass filters with PIN diodes. The 40th European Microwave Conference, 28-30 September, 2010, Paris, France. doi: 10.23919/EUMC.2010.5616684

Arnedo, I., Arregui, I., Falcone, F.J., Laso, M.A.G., Lopetegi, T. (2007). Low Pass Filter with Wide Rejection Band in Microstrip Technology. 2007 International Symposium on Signals, Systems and Electronics, 30 July-2 August, 2007, Montreal, QC, Canada. doi: 10.1109/ISSSE.2007.4294402

Arslan, E. 2020. Mikroşerit Alçak Geçiren Filtre Tasarımı Ve Analizi. *Yüksek Lisan Tezi*, Ankara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Fizik Mühendisliği Anabilim Dalı, Ankara.

Avinash, K.G., Rao, I.S. (2015). Design of Microstrip Meandered Dual Mode Wideband Bandpass Filter Using Quarter Wavelength Stubs. 2015 Fifth International Conference on Advances in Computing and Communications (ICACC), 2-4 September, 2015, Kochi, India. doi: 10.1109/ICACC.2015.93

Azad, A.R., Mohan, A. (2019). Single- and Dual-Band Bandpass Filters Using a Single Perturbed SIW Circular Cavity, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 29(3): 1-3. doi: 10.1109/LMWC.2019.2893379

Barzgar, A., Oraizi, H. (2017). A Low Profile Bandpass DGS Filter for Harmonic Suppression. 2017 Sensors Networks Smart and Emerging Technologies (SENSET), 12-14 September, 2017, Beiriut, Lebanon. doi: 10.1109/SENSET.2017.8125003

Balalem, A., Ali, A.R., Machac, J., Omar, A. (2007). Quasi-Elliptic Microstrip Low-Pass Filters Using an Interdigital DGS Slot. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(8): 586–588. doi: 10.1109/LMWC.2007.901769

Bayat-Makou, N., Kishk, A.A. (2018). Contactless Air-Filled Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66(6): 2928–2935. doi: 10.1109/TMTT.2018.2818137

Berksoy, Z. (2013). SIW Dalga Kılavuzlarının Analizi ve Tasarım Uygulamaları. *Yüksek Lisan Tezi*, İstanbul Teknik Üniversitesi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Londra.

Bharathy, G.T., Bhavanisankari, S., Tamilselvi, T., Bhargavi, G. (2019). Analysis and Design of a Novel Microstrip Filter for C - Band Applications. 2019 International Conference on Smart Structures and Systems (ICSSS), 14-15 March, 2019, Chennai, India. doi: 10.1109/ICSSS.2019.8882868

Bozzi, M., Pasian, M., Perregrini, L., Wu, K. (2009a). On the Looses in Substrate Integrated Waveguides and Cavities, *International Journal of Microvawe and Wireless Technologies*, 1(5): 395-401. doi: 10.1017/S1759078709990493

Bozzi, M., Perregrini, L., Wu, K., ARCIONI, P. (2009b). Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology, *Radioengineering*, 18(2): 201-209.

Bozzi, M., Moscato, S., Silvestri, L., Delmonte, N., Pasian, M., Perregrini, L. (2015). Innovative SIW components on paper, textile, and 3D-printed substrates for the Internet of Things. 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 6-9 December, 2015, Nanjing, China. doi: 10.1109/APMC.2015.7411615

Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., Bressan, M., Wu, K., Conciauro, G. (2002) Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide, *Microwave and Wireless Components Letters*, 12(9): 333-335. doi: 10.1109/LMWC.2002.803188.

Celis, S., Farhat, M., Almansouri, A.S., Bagci, H., Salama, K.N. (2020). Simplified Modal-Cancellation Approach for Substrate-Integrated-Waveguide Narrow-Band Filter Design. *Electronics*, 9(6): 962-977. doi: 10.3390/electronics9060962

Chaudhury, S.S., Awasthi, S., Singh, R.K. (2018). Tuning of Passband in Compact Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter by Controlling Higher Order Modes. 2018 5th IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON), 2-4 November, 2018, Gorakhpur, India. doi: 10.1109/UPCON.2018.8596947

Chen, X.P., Wu, K. (2014). Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features. *IEEE Microwave Magazine*, 15(5):108–116. doi: 10.1109/MMM.2014.2321263

Chen, Y., Liu, C. (2016). Exploiting Hi-Lo Inter-Digital DGS for High-Order Microstrip Bandpass Filters. 2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), 26-29 July, 2016, Kaohsiung, Taiwan. doi: 10.1109/APCAP.2016.7843110

Chen, P., Li, L., Yang, K., Chen, Q. (2018). Hybrid Spoof Surface Plasmon Polariton and Substrate Integrated Waveguide Broadband Bandpass Filter With Wide Out-of-Band Rejection, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(11): 984-986. doi: 10.1109/LMWC.2018.2869290

Cheng, K. D. (2015). Mühendislik Elektromanyetiğinin Temelleri, Palme Yayıncılık, İkinci Baskı, Ankara, Türkiye, 493 s.

Coves, A., Torregrosa, G., Vicent, G., Bronchalo, E., Blas, A.A.S., Bozzi, M. (2017). Analysis of a perforated SIW structure with a rectangular air box and its application to the design of a step-impedance microwave filter. 2017 XXXIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), 19-26 August, 2017, Montreal, QC, Canada. doi: 10.23919/URSIGASS.2017.8105031

Dang, J.H., Gough, R.C., Morishita, A.M., Ohta, A.T., Shiroma, W.A. (2015). A tunable x-band substrate integrated waveguide cavity filter using reconfigurable liquid-metal perturbing posts. 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 17-22 May, 2015, Phoenix, AZ, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167060

De, S., Koul, S.K., Samanta, K.K. (2019). Tunable SIW Band Pass Filters. 2019 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC), 13-15 December, 2019, Mumbai, India. doi: 10.1109/IMaRC45935.2019.9118649

Delmonte, N., Silvestri, L., Bozzi, M., Perregrini, L. (2015). Compact half-mode SIW cavity filters designed by exploiting resonant mode control. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 26(1): 72–79. doi: 10.1002/mmce.20940

Deng, M., Psychogiou, D. (2019). Tune-All Substrate-Integrated-Waveguide (SIW) Bandpass Filters. 2019 14th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 30 September.-1 October, 2019, Paris, France. doi: 10.23919/EuMC.2019.8910828

Deng, S., Xu F., Yang, L. (2016). A compact bandpass filter with transmission zero based on SIW triangular cavities, 2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), 16-19 October, 2016, Nanjing, China. doi: 10.1109/ICUWB.2016.7790553

Deslandes, D., Wu, K. (2001). Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 11(2): 68-70. doi: 10.1109/7260.914305

Djermoun, A., Prigent, G., Raveu, N., Callegari, T. (2010). Widely tunable high-Q SIW filter using plasma material. 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 23-28 May, 2010, Anaheim, CA, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2010.5514787

Dong, Y.D., T. Yang, T., Itoh, T., (2009). Substrate Integrated Waveguide Loaded by Complementary Split-Ring Resonators and Its Applications to Miniaturized Waveguide Filters. *IEEE Microwave Theory and Techniques*, 57(9): 2211-2223. doi: 10.1109/TMTT.2009.2027156

Ertay, A., Abbak, M., Suer, C. (2015). İyileştirilmiş Geniş Durdurma Bantlı Taban İletkeni Kusurlu Alçak Geçiren Bir Mikroşerit Filtre Tasarımı, *EMO Bilimsel Dergi*, 4(8): 35-40.

Ertay, A.O., Şimşek, S. (2016). S Bandı Uygulamaları için Band Söndüren Mikroşerit Süzgeç Tasarımı, URSI-TÜRKİYE'2016 VIII. Bilimsel Kongresi, 1-3 Eylül, 2016, ODTÜ, Ankara.

Esmaeili, M., Bornemann, J., Krauss, P. (2015). Substrate integrated waveguide bandstop filter using partial-height via-hole resonators in thick substrate. *IET Microw. Antennas Propag.* 9(12):1307 –1312. doi: 10.1049/iet-map.2015.0141

Garg S., Raj, R.K. (2019). A Novel Bandpass Substrate Integrated Waveguide Filter for the Application at K & Ka band. *International Journal of Research and Analytical Reviews*, 1098-1102.

Ghiotto, A., Doghri, A., Parment, F., Djerafi, T., Vuong, T.-P., Wu, K. (2015). Three-dimensional SIW and high-performance air-filled SIW for millimeter-wave substrate integrated circuits and systems. Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM), 25-27 May, 2015, Montreal, QC, Canada. doi: 10.1109/GSMM.2015.7175468

Gorur, A. (2004). Description of Coupling Between Degenerate Modes of a Dual-Mode Microstrip Loop Resonator Using a Novel Perturbation Arrangement and Its Dual-Mode Bandpass Filter Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(2): 671–677. doi: 10.1109/TMTT.2003.822033

Gorur, A., Karpuz, C., Gunturkun, E., Urhan, M., Gorur, A.K. (2009). Design of microstrip bandstop filter with adjustable wide passband using folded open-circuited stub resonators. 2009 Asia Pacific Microwave Conference, 7-10 December, 2009, Singapore. doi: 10.1109/APMC.2009.5384307

Gorur, A.K., Basmaci Filiz, A.N., Dogan, E., Karpuz, C., Gorur, A. (2017). Dual-mode dual-band microstrip bandstop filter design with independently tunable center frequencies. *Microwave and Optical Technology Letters*, 59(10): 2542–2547. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058735

Guvenli, K., Yenikaya, S., Seçmen, M. (2021). Analysis, Design, and Actual Fabrication of a Hybrid Microstrip-SIW Bandpass Filter Based on Cascaded Hardware

Integration at X-Band. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 27(1): 23-28. doi: 10.5755/j02.eie.27479

Güvenli, K., Yenikaya S., Seçmen, M. (2018). Design and Implementation of Substrate Integrated Waveguide Filter to Work on X-Band and Ku-Band. 2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), 4 – 7 September, 2018, Odessa, Ukraine. doi: 10.1109/UWBUSIS.2018.8520006

Güvenli, K., Yenikaya, S. (2018). Simetrik Pencereli Yüzey Tümleşik Dalga Kılavuzu Filtre Tasarımı. URSI-TÜRKİYE'2018 IX. Bilimsel Kongresi, 6-8 Eylül, 2018, Konya, Türkiye.

Güvenli, K., Yenikaya, S., Seçmen M., Türkmen, C. (2020). The Modular Design of M-SIW Wideband Band-stop Filter. 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), 22-27 Jun 2020, Kharkiv, Ukraine. doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252676

Güvenli, K., Yenikaya, S., Seçmen, M. (2022). Hibrit Mikroşerit-YTED Bant Geçiren Filtrenin X-Bant'ta Tasarımı ve Optimizasyonu, *Bursa Uludağ Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi* 27 (1), 219-236. doi: 10.17482/uumfd.945808

Hao, Z., Hong, W., Chen, J., Chen, X., Wu, K.. (2005). Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(9): 2968–2977. doi: 10.1109/TMTT.2005.854232

Han, Y., Liu, Z., Zhang, C., Mei, C., Chen, Q., Hu, K., Yuan, S. (2019). A Flexible Microstrip Low-Pass Filter Design Using Asymmetric Pi-Shaped DGS. *IEEE Access*, 7: 49999–50006. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2910350

Han, Y.K., Deng, H.W., Zhu, J.M., Xing, S., Han, W. (2021). Compact Dual-Band Dual-Mode SIW Balanced BPF With Intrinsic Common-Mode Suppression. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 31(2): 101–104. doi 10.1109/LMWC.2020.3048977

He, F.F., Wu, K., Hong, W. (2008). A Wideband Bandpass Filter by Integrating a Section of High Pass HMSIW with a Microstrip Lowpass Filter, 2008 Global Symposium on Milimeter Waves, 21-24 April, 2008, Nanjing, China. doi: 10.1109/GSMM.2008.4534623

Fei, H., Zhang, Q., Zhou, L., Chen W., Chen, C. (2020). Miniaturized Dual-Band Filter Utilizing Stacked Dual-Mode Patch-loaded SIW Cavity, 2020 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 8-11 December, 2020, Hong Kong, Hong Kong. doi: 10.1109/APMC47863.2020.9331367

Hinojosa, J., Rossi, M., Saura-Ródenas, A., Álvarez-Melcón A., Martínez-Viviente, F.L. (2018). Compact Bandstop Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Filter Based on a Broadside-Coupled Open Split-Ring Resonator, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66(6): 3001-3010. doi: 10.1109/TMTT.2018.2833483

Hizan, H. M., Hunter, I.C., Abunjaileh, A.I. (2011). Integrated Dual-Band Radiating Bandpass Filter Using Dual-Mode Circular Cavities. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21(5), 246–248. doi: 10.1109/LMWC.2011.2127466

Hizan, H. M., Ambak, Z., Ibrahim, A., Mohamed Yusoff, M. Z. (2014). Q-band millimeter-wave SIW filter using LTCC technology. 2014 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE), 8-10 December, 2014, Johor Bahru, Malaysia. doi: 10.1109/APACE.2014.7043778

Hizan, H. M., Ambak, Z., Ibrahim, A., Mohamed Yusoff, M. Z., Kanesan, T. (2015). Effect of insertion losses on millimeter-wave SIW filters using LTCC technology. 2015 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM), 14-16 December, 2015, Kuching, Malaysia. doi: 10.1109/RFM.2015.7587714

Hong, W., Liu, B., Wang, Y., Lai, Q., Tang, H., Yin, X.X., Wu, K. (2006). Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application. 2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Teraherz Electronics, 18-22 September, 2006, Shanghai, China. doi: 10.1109/ICIMW.2006.368427

Huang, L., Cha, H. (2015). Compact Ridged Half-Mode Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(4): 223–225. doi: 10.1109/LMWC.2015.2400921

Huang, L., Yuan, N. (2019). A Compact Wideband SIW Bandpass Filter with Wide Stopband and High Selectivity. *MDPI Electronics Journal*, vol. 8(440): 1-11. doi: 10.3390/electronics8040440

Hunter, I.C., Rhodes, J.D. (1982). Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 30(9):1354-1360. doi: 10.1109/TMTT.1982.1131260

Husain, M.N, Tan, G.S, Tan, K.S. (2014). Enhanced performance of substrate integrated waveguide bandstop filter using circular and radial cavity resonator, *International Journal of Engineering and Technology*, 6(2):1268-1277.

Hussein, O.I., Shamaileh, K.A.A., Dib, N.I., Nosrati, A., Abushamleh, S., Georgiev, D.G., Kumar, D.V. (2020). Substrate Integrated Waveguide Bandpass Filtering With FourierVarying Via-Hole Walling, *IEEE Access*, 8, 139706-139714. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3012994

Jha, K.R., Singh, G. (2011). Microstrip Low-Pass Filter Using Hexagonal Patch with Wide Stopband. 2011 International Conference on Communication Systems and Network Technologies, 3-5 June, 2011, Katra, India. doi: 10.1109/CSNT.2011.61

Jones, T. R., Daneshmand, M. (2016a). Miniaturized Slotted Bandpass Filter Design Using a Ridged Half-Mode Substrate Integrated Waveguide. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(5), 334–336. doi: 10.1109/LMWC.2016.2549000

Jones, T.R., Daneshmand, M. (2016b). The Characterization of a Ridged Half-Mode Substrate-Integrated Waveguide and Its Application in Coupler Design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(11): 3580–3591. doi: 10.1109/TMTT.2016.2604241

Jones, T.R., Daneshmand, M. (2017). Miniaturized folded ridged half-mode substrate integrated waveguide. 2017 47th European Microwave Conference (EuMC), 10-12 October, 2017, Nuremberg, Germany. doi: 10.23919/EuMC.2017.8230906

Jubril, A., Dominic, S.N. (2018). 2 GHz Microstrip Low Pass Filter Design with Open-Circuited Stub, *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE)*, 13(2): 2278-2834. doi: 10.9790/2834-1302020109

Jun-song, B., Chuang-ming, T., Xiong, Z., Ding-wang, Y. (2012). Ridged substrate integrated waveguide. 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 5-8 May, 2012, Shenzhen, China. doi: 10.1109/ICMMT.2012.6230104

Karaboğa, D. (2020). Yapay Zeka Optimizasyon Algoritmaları, Nobel Yayınevi, 227 s., Ankara.

Karpuz, C., Gorur, A., Gorur, A.K., Ozek, A. (2013). A novel compact quad-band microstrip bandstop filter design using open-circuited stubs. 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), 2-7 June, 2013, Seattle, WA, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697483

Karpuz, C., Fırat, G.B., Özdemir, P.Ö., Özek, A., Görür, A.K. (2016). Design of dual-mode substrate integrated waveguide filter using inductive slots, 2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 5-9 December, 2016, New Delhi, India. doi: 10.1109/APMC.2016.7931398

Ke, L., Wenping, W., Lei, Z., Xiaohan, M. (2011). Microstrip bandstop filter using open stub and spurline. 2011 IEEE International Conference on Microwave Technology & Computational Electromagnetics, 22-25 May, 2011, Beijing, China. doi: 10.1109/ICMTCE.2011.5915498

Kim, S., Shamim, A., Georgiadis, A., Aubert, H., Tentzeris, M.M. (2016). Fabrication of Fully Inkjet-Printed Vias and SIW Structures on Thick Polymer Substrates. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 6(3), 486–496. doi: 10.1109/TCPMT.2016.2522461

Laharia, S.S., Laharia, A., Tomar, P.S. (2016). Design and Analysis of Microstrip Low Pass Filter Using Metamaterial Structures and Host Transmission Line. 2016 8th International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks, 23-25 December, 2016, Tehri, India. doi: 10.1109/CICN.2016.41

Lei, Z., Yuan, L., Zhao-Min, C., Xin-Hua, L., Jun, W., S. Xiaopeng, S., Qingfeng, Z. (2019). A Band-pass filter Based on Half-Mode Substrate Integrated Waveguide and

Spoof Surface Plasmon Polaritons, *Scientific Reports*, 9(1). doi: 10.1038/s41598-019-50056-9

Li, M., Chen, C., Chen, W., Zhang, H. (2017). A novel dual-band bandpass filter using a single perturbed substrate integrated waveguide cavity. 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 4-9 June, 2017, Honololu, HI, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058780

Li, S., Ma, M., He, B., Liu, F., Zhang, F., Liu, Z., Wang, D.A. (2020). 26 GHz Partially Air-Filled Substrate Integrated Waveguide Filter Based on LTCC, 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 20-23 September, 2020, Shanghai, China. doi: 10.1109/ICMMT49418.2020.9386759

Liu, X. (2015). Tunable RF and microwave filters. 2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 13-15 April, 2015, Cocoa Beach, FL, USA. doi: 10.1109/WAMICON.2015.7120436

Liu, Z., Xiao, G.B., Zhu, L. (2016). A novel method to design triple-mode SIW filter based on the complementary split ring resonators (CSRRs). 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 22-27 May, 2016, San Francisco, CA, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540137

Lopez, D., Coves, A., Bronchalo, E., Torregrosa, G., Bozzi, M. (2018). Practical Design of a Band-Pass Filter using EBG SIW Technology. 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), 23-27 September, 2018, Madrid, Spain. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541432

Luo, X., Ma, J.G., Li, E.P. (2011). Hybrid Microstrip/DGS Cell for Filter Design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21(10): 528–530. doi: 10.1109/LMWC.2011.2163497

Macchiarella, G., Tomassoni, C., Massoni, E., Bozzi, M., Perregrini, L. (2017). A novel class of half-mode SIW filters with extracted poles. 2017 47th European Microwave Conference (EuMC), 10–12 October, 2017, Nuremberg, Germany. doi: 10.23919/EuMC.2017.8230967

Mandal, M.K., Mondal, P., Sanyal, S., Chakrabarty, A. (2006). Low Insertion-Loss, Sharp-Rejection and Compact Microstrip Low-Pass Filters. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 16(11): 600–602. doi: 10.1109/LMWC.2006.884777

Massoni, E., Delmonte, N., Macchiarella, G., Perregrini, L., Bozzi, M. (2018). Half-mode SIW Filters with Resonant Couplings Implementing Transmission Zeros. 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium – IMS, 10-15 June, 2018, Philadelphia, PA, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439136

Martin, T., Parment, F., Ghiotto, A., Vuong, T.P., Wu, K. (2017a). Air-Filled SIW interconnections for high performance millimeter-wave circuit and system prototyping and assembly. 2017 IEEE MTT-S International Conference on Numerical

Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), 17-19 May, 2017, Seville, Spain. doi: 10.1109/NEMO.2017.7964267

Martin, T., Ghiotto, A., Marque, A., Vuong, T., Lotz, F., Monteil, P., Carpentier, L. (2017b). Broadband air-filled SIW to waveguide transition for interconnect, instrumentation and measurement applications. 2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), 20-22 September, 2017, Pavia, Italy. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247353

Massoni, E., Silvestri, L., Alaimo, G., Marconi, S., Bozzi, M., Perregrini, L., Auricchio, F. (2017). 3-D Printed Substrate Integrated Slab Waveguide for Single-Mode Bandwidth Enhancement. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27(6): 536–538. doi: 10.1109/LMWC.2017.2701323

Mendez-Jeronimo, G., Wu, K. (2020). Effects of Unshielded Air Holes Periodically Perforated in Substrate Integrated Waveguides. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 30(11): 1049-1052. doi: 10.1109/LMWC.2020.3022973

Mira, F., Mateu, J., Collado, C. (2015). Mechanical Tuning of Substrate Integrated Waveguide Filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(12): 3939-3946. doi: DOI: 10.1109/TMTT.2015.2490144

Mitra, S., Kumuda, S.D. (2015). Stepped Impedance Microstrip Low-Pass Filter Implementation for S-band Application, *International Journal of Latest Trends in Engineering and Technology (IJLTET)*, 5(3): 248-255.

Mo, S.G., Zhang, L., Yu, Z.Y. (2009). Circular double center stubs loaded microstrip bandpass filter. 2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 27-29 October, 2009, Beijing, China. doi: 10.1109/MAPE.2009.5355865

Moitra, S., Ghosh, C. K., Prasad, A. K., Kumari, S., Bashishtha, D., Srivastava, S., Chatterjee, A. (2018a). Performance of I-Shaped EBG Structures Over Low Loss Angular Bend Substrate Integrated Waveguide (SIW). 2018 2nd International Conference on Electronics, Materials Engineering & Nano-Technology (IEMENTech), 4-5 May, 2018, Kolkata, India. doi: 10.1109/IEMENTECH.2018.8465321

Moitra, S., Bhowmik, P.S. (2018b). Design and Analysis of 150° Bend SIW and Corrugated SIW Bandpass Filter with Multiple Transmission Zeroes Using Reactive Periodic Structures Suitable for Microwave Integrated Circuits (MICs), *Wireless Personal Communications*, 101(1): 167–180. doi: 10.1007/s11277-018-5681-x

Moitra, S., Bhowmik, P.S., Muvvala, A. (2018c). 150° Bend Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Band-pass Filter using T-shaped Periodic Elements. 2018 International Conference on Communication, Computing and Internet of Things (IC3IoT), 15-17 February, 2018, Chennai, India. doi: 10.1109/IC3IoT.2018.8668179

Moitra, S., Bhowmik, P. S., Muvvala, A. (2018d). Design and Characterization of Angular Bend Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter for Microwave Ku-Band Applications. 2018 International Conference on Communication, Computing and Internet of Things (IC3IoT), 15-17 February, 2018, Chennai, India. doi: 10.1109/IC3IoT.2018.8668172

Moitra, S., Hajra, K., Singh, V.K., Mukherjee, U., Banerjee S., Maji, S. (2019). Effect of I Shaped Periodic Structures over Collinear Arms of 150 Degree Bend Substrate Integrated Waveguide, 2019 3rd International Conference on Electronics, Materials Engineering & Nano-Technology (IEMENTech), 29-31 August, 2019, Kolkata, India. doi: 10.1109/IEMENTech48150.2019.898109

Moro, R., Bozzi, M., Collado, A., Georgiadis, A., Via, S. (2012). Plastic-based Substrate Integrated Waveguide (SIW) components and antennas. 2012 42nd European Microwave Conference, 29 October.-1 November, 2012, Amsterdam, Netherlands. doi: 10.23919/EuMC.2012.6459177

Moro, R., Kim, S., Bozzi, M., Tentzeris, M. (2013). Inkjet-printed paper-based substrate-integrated waveguide (SIW) components and antennas. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 5(03): 197–204. doi: 10.1017/S1759078713000494

Moscato, S., Delmonte, N., Silvestri, L., Bozzi, M., Perregrini, L. (2015a). Half-mode versus folded SIW filters: Modeling and design. 2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Ottowa, 11-14 August., 2015, Ottawa, ON, Canada. doi: 10.1109/NEMO.2015.7415077

Moscato, S., Delmonte, N., Silvestri, L., Pasian, M., Bozzi, M., Perregrini, L. (2015b). Compact substrate integrated waveguide (SIW) components on paper substrate. 2015 European Microwave Conference (EuMC), 7-10 September, 2015, Paris, France. doi: 10.1109/EuMC.2015.7345690

Moscato, S., Pasian, M., Bozzi, M., Perregrini, L., Bahr, R., Le, T., Tentzeris, M.M. (2015c). Exploiting 3D printed substrate for microfluidic SIW sensor. 2015 European Microwave Conference (EuMC), 7-10 September, 2015, Paris, France. doi: 10.1109/EuMC.2015.7345691

Munir, A., Wulandari, B.D., Aditomo, W., Prasetio, Y. (2017). DGS-based UWB microstrip bandpass filter and its equivalent circuit. 2017 IEEE 13th Malaysia International Conference on Communications (MICC), 28-30 November, 2017, Johor Bahru, Malaysia. doi: 10.1109/MICC.2017.8311735

Nasiri, B., Errkik, A., Zbitou, J., Tajmouati, A., Elabdellaoui, L., Latrach, M. (2017). A novel design of a compact miniature microstrip low pass filter based on SRR. 2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), 19-20 April, 2017, Fez, Morocco. doi: 10.1109/WITS.2017.7934686

Nauroze, S.A., Hester, J., Su, W., Tentzeris, M.M. (2016). Inkjet-printed substrate integrated waveguides (SIW) with “drill-less” vias on paper substrates. 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 22-27 May, 2016, San Francisco, CA, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540076

Navin-Baaskar, E.V., Harshini, R., Poornima, T., Natarajamani S. (2019). Design of Microstrip Bandpass Filter Based on Genetic Optimization, The 14th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES 2019), 17-18 December, 2019, Cairo, Egypt. doi: 10.1109/ICCES45898.2019.9002296

Nawaz, M.I., Huiling, Z., Kashif, M. (2014). Substrate Integrated Waveguide (SIW) to Microstrip Transition at X-Band, Proceedings of the 2014 International Conference on Circuits, Systems and Control, 22-24 February, 2014, Interlaken, Switzerland.

Nguyen, N. H., Parment, F., Ghiotto, A., Wu, K., Vuong, T. P. (2017). A fifth-order air-filled SIW filter for future 5G applications. 2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), 20-22 September, 2017, Amsterdam, Netherlands. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247355

Nguyen, N.H., Ghiotto, A., Vuong, T.P., Vilcot, A., Parment, F., Wu, K. (2018). Slab Air-Filled Substrate Integrated Waveguide. 2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium – IMS, 10-15 June, 2018, Philadelphia, PA, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439337

Nurjihan, S.F., Munir, A. (2017). Effect of DGS incorporation for bandwidth enhancement of UWB microstrip BPF. 2017 3rd International Conference on Wireless and Telematics (ICWT), 27-28 July, 2017, Palembang, Indonesia. doi: 10.1109/ICWT.2017.8284135

Nwajana, A.O. (2017). Analysis And Design Of A Substrate Integrated Waveguide Multı-Coupled Resonator Diplexer. *Doktora Tezi*, Doğu Londra Üniversitesi, DLÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Londra.

Parment, F., Ghiotto, A., Vuong, T., Duchamp J., Wu, K. (2014). Broadband transition from dielectric-filled to air-filled Substrate Integrated Waveguide for low loss and high power handling millimeter-wave Substrate Integrated Circuits, 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), 1-6 June, 2014, Tampa, FL, USA. doi: 10.1109/MWSYM.2014.6848524

Parment, F., Ghiotto, A., Vuong, T., Duchamp J., Wu, K. (2015a). Air-Filled Substrate Integrated Waveguide for Low-Loss and High Power-Handling Millimeter-Wave Substrate Integrated Circuits, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(4): 1228-1238. doi: 10.1109/TMTT.2015.2408593

Parment, F., Ghiotto, A., Vuong, T.-P., Duchamp, J.M., Wu, K. (2015b). Low-loss air-filled Substrate Integrated Waveguide (SIW) band-pass filter with inductive posts. 2015

European Microwave Conference (EuMC), 7-10 September, 2015, Paris, France. doi: 10.1109/EuMC.2015.7345875

Parment, F., Ghiotto, A., Vuong, T.-P., Duchamp, J.M., Wu, K. (2015c). Air-filled SIW transmission line and phase shifter for high-performance and low-cost U-Band integrated circuits and systems. Global Symposium on Millimeter-Waves (GSMM), 25-27 May, 2015, Montreal, QC, Canada. doi: 10.1109/GSMM.2015.7175444

Parment, F., Ghiotto, A., Vuong, T.P., Duchamp, J.M., Wu, K. (2016). Double Dielectric Slab-Loaded Air-Filled SIW Phase Shifters for High-Performance Millimeter-Wave Integration. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(9), 2833–2842. doi: 10.1109/TMTT.2016.2590544

Parment, F., Ghiotto, A., Vuong, T.P., Duchamp, J.M., Wu, K. (2017). Ka-band compact and high-performance bandpass filter based on multilayer air-filled SIW. *Electronics Letters*, 53(7), 486-488. doi: 10.1049/el.2016.4399

Pelluri, S., Fasil M., Kartikeyan, M. (2019). Miniaturized Wide Stopband Half-Mode SIW Bandpass Filter, 2019 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC), 13-15 December, 2019, Mumbai, India. doi: 10.1109/IMaRC45935.2019.9118655

Pirasteh, A., Roshani, S., Roshani, S. (2018). Compact microstrip lowpass filter with ultrasharp response using a square-loaded modified T-shaped resonator, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 26: 1736- 1746. doi: 10.3906/elk-1801-127

Pozar, D. M. (2011). Microwave Engineering, John Wiley and Sons, Inc, 4th Edition, NJ, USA, 752 pp.

Psychogiou, D., Gómez-García, R. (2020). Compact Substrate-Integrated Bandstop Filters Using Double-Resonant Coaxial Resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 30(10): 941-944. doi: 10.1109/LMWC.2020.3019232

Rabah, M.A., Abri, M., Badaoui, H.A., Tao, J. Vuong, T.H. (2016). Compact miniaturized half-mode waveguide/high pass-filter design based on SIW technology screens transmit-IEEE C-band signals. *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 58: 414-418. doi: 10.1002/mop.29576

Rao, Y., Qian, H. J., Yang, B., Gomez-Garcia, R., & Luo, X. (2020). Dual-Band Bandpass Filter and Filtering Power Divider With Ultra-Wide Upper Stopband Using Hybrid Microstrip/DGS Dual-Resonance Cells. *IEEE Access*, 8: 23624–23637. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2970209

Rezaee, M., Attari, A.R. (2013). Realisation of new single-layer triple-mode substrate-integrated waveguide and dual-mode half-mode substrate-integrated waveguide filters using a circular shape perturbation. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 7(14): 1120–1127. doi: 10.1049/iet-map.2013.0181

Rezaee, M., Attari, A.R. (2014). A novel dual mode dual band SIW filter. 2014 44th European Microwave Conference, 6-9 October, 2014, Rome, Italy. doi: 10.1109/EuMC.2014.6986569

Shishido, D., Tamura, M. (2020). Development of an Air-filled SIW Filter with Wideband Spurious Suppression, 2020 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), 2-4 September, 2020, Hiroshima, Japan. doi: 10.1109/RFIT49453.2020.9226173

Silvestri, L., Ghiotto, A., Tomassoni, C., Bozzi, M., Perregrini, L. (2019). Partially Air-Filled Substrate Integrated Waveguide Filters With Full Control of Transmission Zeros. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(9): 3673-3682. doi: 10.1109/TMTT.2019.2926356

Sirci, S., Martinez, J.D., Taroncher, M., Boria, V.E. (2012). Analog tuning of compact varactor-loaded combline filters in substrate integrated waveguide. 2012 42nd European Microwave Conference, 29 October.-1 November, 2012, Amsterdam, Netherlands. DOI: 10.23919/EuMC.2012.6459133

Smith, J.N., Stander, T. (2014). An L-band tapered-ridge SIW-to-CPW transition, 2014 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), 25-26 September, 2014, Saratov, Russia. doi: 10.1109/APEDE.2014.6958741

Srivastava, S., Chatterjee, A., Kumari, S., Prasad, A. K., Bashistha, D., Ghosh, C. K., Moitra, S. (2017). Bandpass filter (BPF) design using waveguide iris conformation over Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bend. 2017 1st International Conference on Electronics, Materials Engineering and Nano-Technology (IEMENTech), 28-29 April, 2017, Kolkata, India. doi: 10.1109/IEMENTECH.2017.8076926

Şahin. E.G. (2016). Çok Geniş Band Mikroşerit Filtreler. *Doktora Tezi*, NÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Niğde.

Şimşek, S., Rezaeieh, S.A. (2013). A design method for substrate integrated waveguide electromagnetic bandgap (SIW-EBG) filters. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 67(11): 981-983. doi: 10.1016/j.aeue.2013.05.009

Tomassoni, C., Bahr, R., Tentzeris, M., Bozzi, M., Perregrini, L. (2016). 3D printed substrate integrated waveguide filters with locally controlled dielectric permittivity. 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), 4-6 October, 2016, London, UK. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824326

Tomassoni, C., Silvestri, L., Bozzi, M., Perregrini, L. (2019). Stacked Substrate Integrated Waveguide Filter with Air-Holed Cavities. 2019 49th European Microwave Conference (EuMC), 1-3 October, 2019, Paris, France. doi: 10.23919/EuMC.2019.8910789

Uchimura, H., Takenoshita, T., Fujii, M. (1998). Development of a "laminated waveguide". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(12): 2438–2443. doi: 10.1109/22.739232

Vala, A., Patel, A. (2019). Half-mode substrate-integrated waveguide based band-pass filter for C band application. *Microwave and Optical Technology Letters*, 61, 1468–1472. doi: 10.1002/mop.31837

Wang, D.P., Che, W.Q., Russer, P. (2008). Tunable Substrate-Integrated Waveguide (SIW) Dual-Mode Square Cavity Filter with Metal Cylinders. 2008 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components, 14-15 December, 2008, Chengdu, China. doi: 10.1109/IMWS.2008.4782279

Wang, S., Zhang, D., Jiang, J., Yuan, Q., Liu, L.,Wang, L. (2020). SIW Dual-Mode Dual-Band Balanced Filter With Closely Spaced Passbands. 2020 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC), 13-16 December, 2020, Fuzhou, China. doi: 10.1109/CSRSWTC50769.2020.9372524

Wang, Y., Hong, W., Dong, Y., Liu, B., Tang, H. J., Chen, J., Wu, K. (2007). Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW) Bandpass Filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(4): 265–267. doi: 10.1109/LMWC.2007.892958

Weiping, L., Zongxi, T., Xin, C. (2017). Design of a SIW Bandpass Filter Using Defected Ground Structure with CSRRs. *Active and Passive Electronic Components*, 2017, 1-6. doi: 10.1155/2017/1606341

Wen, W. Ve Hai, X. (2020). A Novel W-Band SIW Bandpass Filter Using 3D Silicon-Based Processing Technology. 2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 20-23 September, 2020, Shanghai, China. doi: 10.1109/ICMMT49418.2020.9386953

Wen-Hua, T., Kai C. (2005). Compact microstrip low-pass filter with sharp rejection. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15(6): 404–406. doi: 10.1109/LMWC.2005.850479

Winder, S. (2002). Analog and Digital Filter Design, Butterworth-Heineman, 2th Edition, USA, 456 pp.

Wong, S., Chen, R.S., Wang, K., Chen, Z., Chu, Q. (2015). U-Shape Slots Structure on Substrate Integrated Waveguide for 40-GHz Bandpass Filter Using LTCC Technology. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 5(1),:128-134. doi: 10.1109/TCPMT.2014.2367516

Wood, I. 2005. Linear Tapered Slot Antenna for Imaging Arrays. *Lisans Tezi*, VÜ. Mühendsilik Fakültesi, Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı, Victoria.

Wu, L.S., Zhou, X.L., Wei, Q.F., Yin, W.Y. (2009). An Extended Doublet Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter With a Complementary Split Ring

Resonator (CSRR). *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 19(12): 777–779. doi: 10.1109/LMWC.2009.2033497

Wu, L.S., Mao, J., Yin, W.Y. (2012). Compact quasi-elliptic bandpass filter based on folded ridge substrate integrated waveguide (FRSIW). 2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings, 4-7 December, 2012, Kaohsiung, Taiwan. doi: 10.1109/APMC.2012.6421606

Wu. L. 2015. Substrate Integrated Waveguide Antenna Applications. *Doktora Tezi*, KU Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İngiltere.

Wu, Y., Yang, K., Chen, P., Zhang, L., Li, G. (2021). Novel air-filled substrate integrated waveguide bandpass filter with nonresonant node structures. Microw Opt Technol Lett., 63, 2916– 2920. doi: 10.1002/mop.32985

Xia, L., Xie, J., ve Hua, G. (2012). Design of a novel structure SIW filter, *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications*, 2012, 1-4. doi: 10.1109/IMWS2.2012.6338184

Xie, H.Y., Wu, B., Xia, L., Chen, J.-Z., Su, T. (2020). Miniaturized Half-Mode Fan-Shaped SIW Filter With Extensible Order and Wide Stopband, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 30(8): 749-752. doi: 10.1109/LMWC.2020.3001092

Xu, J., Jian B. J., Long L.Z., Chen, R.S. (2016). Optimisation of SIW bandpass filter with wide and sharp stopband using space mapping, *International Journal of Electronics*, 103(12): 2042-2051. doi: 10.1080/00207217.2016.1178338

Yadav, D., Moyra, T., Debbarma, K. (2014). Design of an ultra wideband bandpass filter by using microstrip spur-line and ring shaped DGS with improved out of band response. International Conference for Convergence for Technology-2014, 6-8 April, 2014, Pune, India. doi: 10.1109/I2CT.2014.7092129

Yang, B.-H., Mehdi, G., Zhang, J., Yu, T., Yao, X., Miao, J. (2013). The Compact Microstrip Bandstop Filter Using Equal Width Open Stub. 2013 IEEE International Conference on Green Computing and Communications and IEEE Internet of Things and IEEE Cyber, Physical and Social Computing, 20-23 August, 2013, Beijing, China. doi: 10.1109/GreenCom-iThings-CPSCom.2013.294

Yang, Z., You, B. (2018). Novel Miniaturized Dual-Band Bandpass Filter Based on Ridged Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide Structure, 2018 11th UK-Europe-China Workshop on Millimeter Waves and Terahertz Technologies (UCMMT), 5-7 September, 2018, HangZhou, China. doi: 10.1109/UCMMT45316.2018.9015660

Yesilyurt, O., Koksal, M., Imeci, T. (2015). Microstrip band pass filter design. 2015 23nd Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 16-19 May, 2015, Malatya, Turkey. doi: 10.1109/SIU.2015.7129838

Zakaria, Z., Sam, W.Y., Abdaziz, M.Z., Ismail, M.M. (2013). The Integration of Regtangular SIW Filter and Microstrip Patch Antenna Based On Cascaded Approach, *Procedia Engineering*, 53: 347-353. doi: 10.1016/j.proeng.2013.02.045

Zhang, H., Kang, W., Wu, W. (2018). Miniaturized Dual-Band Differential Filter Based on CSRR-Loaded Dual-Mode SIW Cavity. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, (28)10: 897 – 899. doi: 10.1109/LMWC.2018.2867082

Zhang, Q.L., Yin, W.Y., He, S., Wu, L.S. (2010). Compact Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter With Complementary Split-Ring Resonators (CSRRs). *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 20(8): 426–428. doi: 10.1109/LMWC.2010.2049258

Zhang, X., Yan, J., Zhang, H., Chen, Y. (2019). Miniaturized substrate integrated waveguide 5G LTCC bandpass filter exploiting capacitive loaded cavities, *Int J RF Microw Comput Aided Eng*, e21730. doi: 10.1002/mmce.21730

Zheng, Y., Sazegar, M., Maune, H., Zhou, X., Binder, J. R., Jakoby, R. (2011). Compact Substrate Integrated Waveguide Tunable Filter Based on Ferroelectric Ceramics. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21(9): 477–479. doi: 10.1109/LMWC.2011.2162615

Zheng, P., Liu, Z., Li, Y., Wu, L., Wang, Y., Zheng, P. (2017). LTCC based substrate integrated waveguide (SIW) bandpass filters with CPW transitions. *2017 International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition*, 30 May-1 June 2017, London, UK. doi: 10.1109/iWEM.2017.7968775

Zhu, Y., Chen, J., Yan, P. (2015). Millimeter-wave band-pass filter based on complementary split ring and SIW resonators. *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 6-9 December, 2015, Nanjing, China. doi: 10.1109/APMC.2015.7413090

Zhou, K., Zhou, C.X., Wu, W. (2017). Substrate-Integrated Waveguide Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filters With Widely Controllable Bandwidth Ratios. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(10): 3801–3812. doi: 10.1109/TMTT.2017.2694827

Zhou, K., Zhou, C.-X., Wu, W. (2018). Dual-Mode Characteristics of Half-Mode SIW Rectangular Cavity and Applications to Dual-Band Filters With Widely Separated Passbands. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66(11): 4820 - 4829. doi: 10.1109/TMTT.2018.2865557

EKLER

EK 1 Filtre Eşdeğer Devre Eleman Değerleri için MATLAB Kodları

EK 1 Filtre Eşdeğer Devre Eleman Değerleri için MATLAB Kodları

```
clear all;
clc;
close all;
fc=input('Alcak geciren mikroserit filtrenin kesim frekansini giriniz  (GHz):');
f= input('Alcak geciren mikroserit filtrenin -15 dB araya giris kaybı degerinde oldugu frekansini giriniz  (GHz):');

Rs=input(' Rs degerini giriniz (Ohm):');
Ro=input(' Ro degerini giriniz (Ohm):');

% f frekansinda 15 dB zayiflama icin. Pozar'daki 3dB dalgalanma faktorlu
% esit dalgacikli  filtre prototipinin normalize frekansa zayiflama  grafigine gore

n=input('filtre derecesini giriniz(n=5) :') ;

%n=5 icin filtre katsayilari:
q1= 3.4817 ;
q2= 0.7618 ;
q3= 4.5381 ;
q4= 0.7618 ;
q5= 3.4817 ;

%  esdeger devre eleman degerleri (C1, L2, C3, L4, C5):
C1= (q1/(Ro*2*pi*fc))*1000;   %(pF)
L2= (Ro*q2)/(2*pi*fc); %(nH)
C3= (q3/(Ro*2*pi*fc))*1000;   %(pF)
L4= (Ro*q4)/(2*pi*fc); %(nH)
C5= (q5/(Ro*2*pi*fc))*1000;   %(pF)
```

Ek Şekil 1.1. 5. dereceden alçak geçiren filtrenin eşdeğer devre eleman değerleri için MATLAB kodu

```
clear all;
clc;
close all;

fc=input('Yuksek geciren siw filtrenin kesim frekansini giriniz  (GHz):');
f= input('Yuksek geciren siw filtrenin -15 dB araya giris kaybı degerinde oldugu frekansini giriniz  (GHz):');

Rs=input(' Rs degerini giriniz (Ohm):');
Ro=input(' Ro degerini giriniz (Ohm):');

% f  frekansinda 15 dB zayiflama icin. Pozar'daki 3dB dalgalanma faktorlu
% esit dalgacikli filtre prototipinin normalize frekansa zayiflama  grafigine gore

n=input('filtre derecesini giriniz(n=5) :') ;

%n=5 icin filtre katsayilari:
q1= 3.4817 ;
q2= 0.7618 ;
q3= 4.5381 ;
q4= 0.7618 ;
q5= 3.4817 ;

%  esdeger devre eleman degerleri (L1, C2, L3, C4, L5):

L1= (Ro)/(2*pi*fc*q1); %(nH)
C2= (1/(Ro*2*pi*fc*q2))*1000;   %(pF)
L3= (Ro)/(2*pi*fc*q3); %(nH)
C4= (1/(Ro*2*pi*fc*q4))*1000;   %(pF)
L5= (Ro)/(2*pi*fc*q5); %(nH)
```

Ek Şekil 1.2. 5. dereceden yüksek geçiren filtrenin eşdeğer devre eleman değerleri için MATLAB kodu

```
close all;
fa=input('Bant geciren mikroserit filtrenin alt kesim frekansini giriniz  (GHz):');
fu=input('Bant geciren mikroserit filtrenin ust kesim frekansini giriniz  (GHz):');
f= input('Bant geciren mikroserit filtrenin -15 dB araya giris kaybı degerinde oldugu frekansini giriniz  (GHz):');
Rs=input(' Rs degerini giriniz (Ohm):');
Ro=input(' Ro degerini giriniz (Ohm):');
% f frekansinda 15 dB zayiflama icin. Pozar 4.Edition'daki 3dB dalgalanma faktorlu
% esit dalgacikli  filtre prototipinin normalize frekansa zayiflama  grafigine gore
n=input('filtre derecesini giriniz(n=5) :') ;
a1=sqrt((fa)*(fu));
d1= abs((((fa)-(fu))/(a1)));   %delta
%n=5 icin filtre katsayilari:
q1= 3.4817 ;
q2= 0.7618 ;
q3= 4.5381 ;
q4= 0.7618 ;
q5= 3.4817 ;

w0=(2*pi*a1);
%  esdeger devre eleman degerleri (L1,C1,L2,C2,L3,C3,L4,C4,L5,C5):
C1= (((d1)/(Ro*w0*q1))*1000);   %(pF)
L1= (Ro*q1)/(w0*d1); %(nH)
C2= ((((q2)/(Ro*w0*d1))*1000));   %(pF)
L2= ((Ro*d1)/(w0*q2)); %(nH)
C3= (((d1)/(Ro*w0*q3))*1000);   %(pF)
L3= (Ro*q3)/(w0*d1); %(nH)
C4= (((q4)/(Ro*w0*d1))*1000);   %(pF)
L4= ((Ro)*(d1))/((w0)*(q4)); %(nH)
C5= (((d1)/(Ro*w0*q5))*1000);   %(pF)
L5= ((Ro)*(q5))/((w0)*(d1)); %(nH)
```

Ek Şekil 1.3. 5. dereceden bant geçiren filtrenin eşdeğer devre eleman değerleri için MATLAB kodu

```
close all;

fa=input('Bant durduran mikroserit filtrenin alt kesim frekansini giriniz  (GHz):');
fu=input('Bant durduran mikroserit filtrenin ust kesim frekansini giriniz  (GHz):');
f= input('Bant durduran mikroserit filtrenin -15 dB araya giris kaybı degerinde oldugu frekansini giriniz  (GHz):');
Rs=input(' Rs degerini giriniz (Ohm):');
Ro=input(' Ro degerini giriniz (Ohm):');
% f frekansinda 15 dB zayiflama icin. Pozar 4. Edition'daki 3dB dalgalanma faktorlu
% esit dalgacikli  filtre prototipinin normalize frekansa zayiflama  grafigine gore
n=input('filtre derecesini giriniz(n=5) :') ;
a1=sqrt((fa)*(fu));
d1= abs((((fa)-(fu))/(a1)));   %delta
%n=5 icin filtre katsayilari:
q1= 3.4817 ;
q2= 0.7618 ;
q3= 4.5381 ;
q4= 0.7618 ;
q5= 3.4817 ;

w0=(2*pi*a1);
%  esdeger devre eleman degerleri (C1,L1,C2,L2,C3,L3,C4,L4,C5,L5):
C1= ((((q1*d1)/(Ro*w0))*1000));   %(pF)
L1= ((Ro)/(w0*q1*d1)); %(nH)
L2= (Ro*q2*d1)/(w0); %(nH)
C2=((1)/(w0*q2*d1*Ro))*1000; %(pF)
C3= ((((q3*d1)/(Ro*w0))*1000));   %(pF)
L3= ((Ro)/(w0*q3*d1)); %(nH)
L4= (Ro*q4*d1)/(w0); %(nH)
C4=((1)/(w0*q4*d1*Ro))*1000; %(pF)
C5= ((((q5*d1)/(Ro*w0))*1000));   %(pF)
L5= ((Ro)/(w0*q5*d1)); %(nH)
```

Ek Şekil 1.4. 5. dereceden bant durduran filtrenin eşdeğer devre eleman değerleri için MATLAB kodu